LES SÉLECTIONS DE

radio plans

AU SERVICE DE L'A... DE RADIO ET DE TÉLÉ...

Gilbert BLAISE

PERFECTIONNEMENTS ET AMÉLIORATION DES TÉLÉVISEURS

Antennes ● Préamplificateurs et amplificateurs VHF ● Amplificateurs MF, VF, BF ● Bases de temps ● Tubes cathodiques 110° et 114° ● Synchronisation

43, rue de Dunkerque
PARIS-X^e

PERFECTIONNEMENTS ET AMÉLIORATION DES TÉLÉVISEURS

par **Gilbert BLAISE**

Antennes ● Préamplificateurs et amplificateurs VHF ● Amplificateurs MF, VF, BF ● Bases de temps ● Tubes cathodiques 110° et 114° ● Synchronisation

LES SÉLECTIONS DE

radio plans
AU SERVICE DE L'AMATEUR DE RADIO ET DE TÉLÉVISION

43, rue de Dunkerque
PARIS - X^e

INTRODUCTION

Améliorer constamment son appareil est sans doute le désir de la plupart des possesseurs d'un téléviseur qui sont également des techniciens avertis de la radio-télévision-électronique.

Il est conseillé toutefois à ceux qui n'ont pas encore assez d'expérience de ne pas entreprendre des travaux qu'ils ne sont pas certains de mener à bonne fin. Ces amateurs devront faire appel à des camarades plus avertis ou à des techniciens compétents pour procéder à l'amélioration de leurs téléviseurs.

Signalons également que si un téléviseur, même à tube de 70° donne entièrement satisfaction, il est inutile de le transformer intégralement pour n'obtenir finalement qu'une image nullement meilleure.

Par contre, il existe de très nombreux cas où une amélioration n'est pas seulement réalisable mais aussi utile, sinon indispensable.

Elle est beaucoup plus facile à effectuer sur un téléviseur construit par soi-même que sur un téléviseur commercial.

Chaque fois que l'appareil, tout en étant en bon état, ne donne pas satisfaction à certains points de vue, il sera tout indiqué de procéder à sa transformation afin d'améliorer ses performances.

Dans les onze chapitres de ce petit livre pratique, on trouvera de nombreux conseils sur l'amélioration et la transformation des divers circuits d'un téléviseur : antennes, préamplificateurs, moyenne fréquence, basse fréquence, bases de temps, synchronisation et tubes 110-114°.

Si l'appareil à transformer est en panne ou en mauvais état, il est conseillé de le réparer d'abord et d'entreprendre ensuite les travaux tendant à l'améliorer.

Rappelons qu'avant toute chose c'est l'antenne qui conditionne le plus le bon rendement d'une installation réceptrice télévision. C'est donc l'antenne qui sera examinée d'abord et, si elle est médiocre ou mal installée, on commencera par la rendre meilleure, et on sera étonné des résultats obtenus dus uniquement à l'amélioration des circuits collecteurs d'ondes.

Noter également que dans toute installation de télévision, il y a pratiquement quatre parties distinctes dont chacune peut être transformée ou modifiée sans que les trois autres en soient influencées d'une manière sensible :

1° L'antenne et son câble ;
2° Le récepteur image et le récepteur son jusqu'à l'entrée de la BF ;
3° La basse fréquence ;
4° Toute la partie bases de temps. tube cathodique et alimentation.

On retiendra toutefois le fait que tout nouveau circuit qui consomme plus que celui qu'il remplace aura une influence nuisible sur l'alimentation.

Celle-ci devra être renforcée dans ces cas. Cette recommandation est à prendre en considération lorsque le nouveau montage entraîne une augmentation de la consommation totale de plus de 5 %.

G. B.

CHAPITRE I

CARACTÉRISTIQUES DES ANTENNES TV GÉNÉRALITÉS

Toute antenne réalisée par un amateur ou par un professionnel peut être améliorée.

Il est certain que les antennes fabriquées par des spécialistes réputés ont fait l'objet de nombreux essais et que leur mise au point a été poussée à l'extrême, mais cela n'exclut pas la possibilité d'une amélioration. Chaque année, les fabricants présentent des modèles d'antennes de caractéristiques supérieures à celles des modèles précédents.

Dans le cas d'une antenne TV d'amateur, un examen sérieux de ses caractéristiques indiquera ses insuffisances et la manière de leur porter remède.

Il est également intéressant et utile de savoir comparer deux antennes nominalement destinées au même emploi. Certaines de leurs caractéristiques pourraient être différentes et une d'entre elles donnerait de meilleurs résultats dans un cas particulièrement déterminé.

Chacun des cas particuliers se caractérise par les difficultés que rencontre l'utilisateur à bien recevoir les émissions de télévision captées par l'antenne.

Ainsi, dans tel endroit, le contraste sera excellent, mais l'image sera accompagnée d'images fantômes, alors que dans un autre emplacement, on se plaindra surtout du manque de contraste, de la faiblesse du son et de la mauvaise stabilité, défauts qui pourraient être palliés en adoptant une antenne de gain plus élevé.

La simple vérification des propriétés d'une antenne peut mettre l'expérimentateur sur la voie des améliorations nécessaires.

En laissant de côté les vérifications très minutieuses qui ne peuvent être effectuées que par les possesseurs d'un laboratoire très complet (et très onéreux) ainsi que des locaux appropriés, il reste un certain nombre de vérifications qui sont à la portée du technicien non spécialisé.

Rappelons d'abord les principales caractéristiques des antennes Yagi, les plus répandues en France.

Ces antennes conviennent aux VHF (30 à 300 MHz) et aux UHF (de 300 jusqu'à 1.000 MHz), c'est-à-dire aux bandes I, III, IV et V de télévision et II de modulation de fréquence dont la gamme s'étend de 83 à 100 MHz.

Constitution des antennes Yagi.

Les propriétés les plus importantes sont : l'accord, la largeur de bande, le gain, le rapport avant-arrière, la directivité, l'impédance et la polarisation.

Les antennes Yagi se composent d'un certains nombre de tubes parallèles nommés éléments, fixés sur un bras. Leur plan est vertical ou horizontal, le bras étant dirigé vers l'émetteur.

L'élément le plus important est le radiateur, auquel on connecte le câble qui

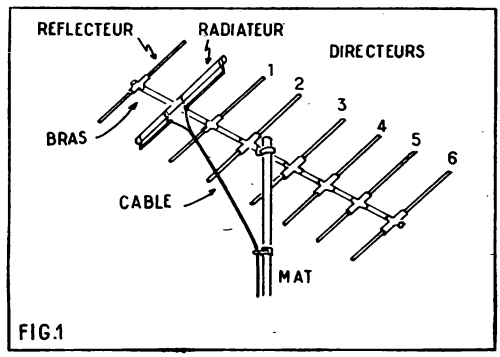


FIG.1

transmettra au récepteur la puissance captée par l'antenne. La figure 1 montre une antenne Yagi à huit éléments se composant d'un réflecteur, d'un radiateur et de six directeurs disposés du côté de l'émetteur à recevoir.

Les dimensions de ces éléments sont approximativement : radiateur 0,95 $\lambda/2$ réflecteur, $\lambda/2$, directeur 1 environ 5 % de moins que le radiateur, directeur 2, environ 5 % de moins que le directeur 1 et ainsi de suite. Ces indications ne sont qu'approximatives et données pour fixer les idées.

L'écartement entre deux éléments voisins peut varier entre 0,05 λ et 0,25 λ.

Cette caractéristique est déterminée par la fréquence f ou la longueur d'onde correspondante λ, pour laquelle on a calculé l'antenne.

Leur produit $f\lambda$ est égal à 300, avec f en MHz et λ en mètres.

Soit par exemple $\lambda = 2$ m. On a :

$$f = \frac{300}{\lambda} = \frac{300}{2} = 150 \text{ MHz}$$

Si au contraire on connaît f et on veut déterminer λ, on se servira de la relation $\lambda = \frac{300}{f}$. Soit par exemple $f = 200$ MHz.

$$\text{On a : } \lambda = \frac{300}{200} = 1{,}5 \text{ m}$$

$$\text{ou } \lambda = 150 \text{ cm.}$$

En général, si l'antenne est prévue pour la réception d'un canal TV, la valeur de f est comprise entre f_i = fréquence porteuse image et f_s = fréquence porteuse son. Dans de nombreuses réalisations, f est la moyenne arithmétique de ces deux fréquences porteuses.

Ainsi, pour le canal 11 on a :

$$f_i = 203{,}45 \text{ MHz}$$
$$f_s = 214{,}6 \text{ MHz}$$

dont la moyenne est la moitié de la somme de f_i et f_s, ce qui s'écrit :

$$f = 0{,}5\ (203{,}45 + 214{,}6)$$
$$\text{ou } f = 0{,}5 \times 418{,}05 = 209{,}025 \text{ MHz}$$

que l'on peut arrondir à 209 MHz.

La longueur d'onde correspondante est :

$$\lambda = \frac{300}{209} = 1{,}435 \text{ m.}$$

On pourra, grâce à ce calcul simple, vérifier la longueur d'onde ou la fréquence sur laquelle est accordée une antenne donnée sachant que la longueur du réflecteur est d'environ la moitié de λ et celle du radiateur 5 % de moins environ que celle du réflecteur.

Soit, par exemple, une antenne dont le réflecteur a une longueur de 82 cm et le radiateur une longueur de 77 cm.

Basons-nous sur celle du réflecteur. On a $\lambda/2 = 82$ cm, d'où $\lambda = 164$ cm et $f = 300/1{,}64 = 183$ MHz. Consultons la liste des canaux français avec les fréquences porteuses f_i et f_s :

Tableau I. Canaux français.

Canal	f_i	f_s
2	52,4	41,25
3	56,15	67,3
4	65,55	54,4
5	164	175,15
6	173,4	162,25
7	177,15	188,3
8	186,55	175,4
8 *a*	185,25	174,1
9	190,3	201,45
10	199,7	188,55
11	203,45	214,6
12	212,85	201,7

On voit que f se trouve entre les porteuses des canaux 7 ou 8 ou 8 *a*.

En général, on favorise la réception à la fréquence porteuse image f_i. Si tel était le cas, il s'agirait du canal 8 *a* ou du canal 8. Il est probable que le canal recherché est le 8, car il ne faut pas trop défavoriser la réception du son.

On voit que cette vérification s'effectue en mesurant simplement la longueur du réflecteur.

Il est bon également d'effectuer la même vérification en mesurant la longueur du radiateur, car celui-ci n'est pas toujours de 5 % plus petit que le réflecteur. Il est toutefois presque toujours égal à 0,95 $\lambda/2$.

Supposons que dans une antenne Yagi la longueur du radiateur est de 70 cm et celle du réflecteur de 77 cm.

On voit que le réflecteur est de 10 % plus long que le radiateur au lieu de 5 % environ.

Dans un cas comme celui-ci, il faut se baser sur la mesure du radiateur.

Calculons la fréquence f. On a 0,95 $\lambda/2 = 70$ cm, d'où $\lambda = 140/0{,}95 = 147$ cm $= 1{,}47$ m et par conséquent

$$f = \frac{300}{1{,}47} = 204 \text{ MHz.}$$

Consultons le tableau I. On voit que l'antenne pourrait convenir aux canaux 11 ou 12. Il est vraisemblable qu'elle est prévue pour le canal 11 avec $f_i = 203{,}45$ MHz et $f_s = 214{,}6$ MHz, car si f n'est pas la moyenne des porteuses, elle est plus proche de f_i que de f_s.

Si l'on possède une installation de mesures, on déterminera f en relevant la

courbe de réponse de l'antenne, ce qui permettra en même temps de connaître la largeur de bande couverte par celle-ci.

Largeur de bande.

Il est indispensable que l'antenne reçoive sans affaiblissement important, des signaux aux fréquences comprises entre f_i et f_s.

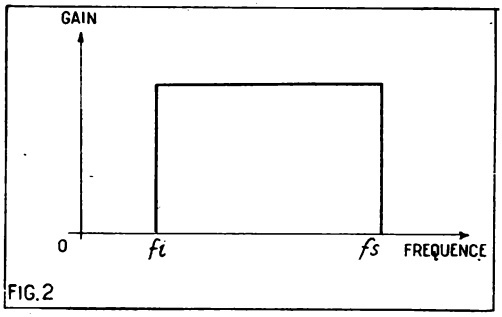


FIG.2

La figure 2 donne la représentation graphique du gain linéaire de l'antenne en fonction de la fréquence.

Cette courbe idéale est irréalisable pratiquement. La figure 3 montre deux courbes, A et B, qu'il est possible d'obtenir en pratique. La courbe A a un seul sommet tandis que B en possède deux et un creux.

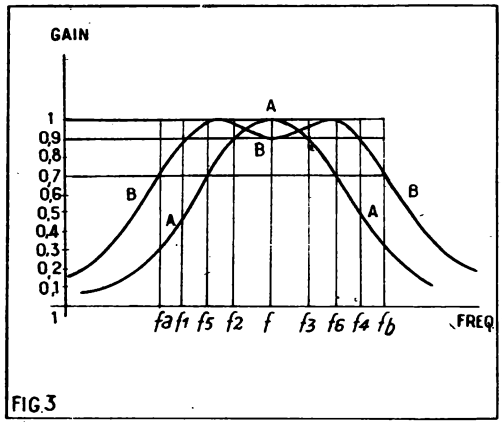


FIG.3

Il existe également des courbes avec plusieurs sommets et plusieurs creux ainsi que des courbes de formes irrégulières. Considérons la courbe A. La fréquence f correspond au sommet de la courbe. Pour tout autre fréquence le gain est plus faible. Pour simplifier, on a indiqué le gain en pourcentage, le gain maximum étant 100 % c'est-à-dire 1.

Pour que les deux porteuses ne soient pas défavorisées, il faut que f_i et f_s correspondent à des gains égaux ou supérieurs à 0,9.

On peut donc définir pour l'antenne dont A est la courbe représentative une bande comprise entre f_3 et f_2, fréquences correspondant au gain 0,9.

Il est nécessaire que f_i et f_s soient dans cette bande.

Soit par exemple, f = 180 MHz, f_1 = 185,25 MHz et f_s = 174,1 MHz (canal 8 *a* de Paris et Lille).

Il est nécessaire que f_1 soit égale ou inférieure à 174,1 MHz et f_2 égale ou supérieure à 185,25 MHz.

Dans certaines antennes de qualité médiocre on constatera que le son est sacrifié et que le gain à la fréquence f_s est inférieur à 0,9.

Passons à la courbe B. Le creux ne doit pas descendre au-dessous de 0,9.

La bande de l'antenne est alors comprise entre f_4 et f_1 et les fréquences porteuses devront être dans cette bande.

Dans une très bonne construction, f_i et f_s coïncideront avec les sommets correspondant à f_5 et f_6 tandis que le creux sera très réduit.

On considère souvent la bande standardisée qui correspond à deux fréquences extrêmes f_a et f_b pour lesquelles le gain (en tension) est réduit de 30 % environ par rapport au maximum. Le gain relatif est alors 0,7 ou plus exactement 0,707.

Dans le cas de la réception d'un seul canal français, il est nécessaire que cette bande standardisée :

$$B = f_b - f_a$$

soit de 14 MHz et même plus large pouvant atteindre 20 MHz.

Gain.

Rappelons que le gain, tel qu'il est indiqué par les fabricants d'antennes dans leurs catalogues, est exprimé en décibels, correspondant à un rapport de deux tensions E_e et E_a.

$$\text{gain} = 20 \log (E_a/E_e)$$

expression dans laquelle E_a est la tension fournie par l'antenne considérée et E_e celle fournie par l'antenne étalon dans *les mêmes conditions.*

Comme antenne étalon, on est convenu d'adopter l'antenne composée uniquement d'un radiateur.

On réalisera, par conséquent, une antenne étalon calculée pour la même fréquence f et composé d'un tube long de 0,95 coupé au milieu afin de pouvoir connecter le câble de 75 Ω aux points créés par la coupure (*voir fig.* 4). La distance de ces points n'est pas critique et est de $\lambda/50$ à $\lambda/100$.

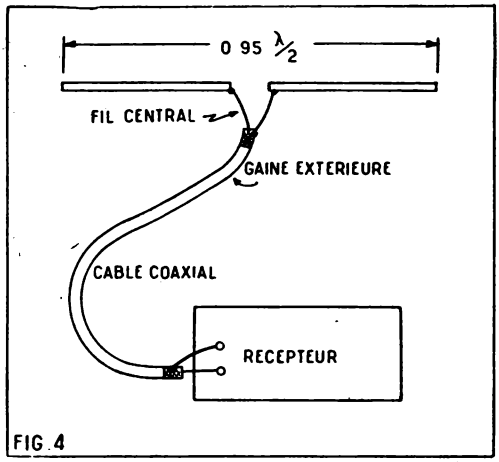


FIG. 4

Les tensions à mesurer sont celles fournies par les antennes aux bornes d'entrée du récepteur mais cette mesure est malaisée car les tensions sont faibles (10 μV à 1.000 μV) et à très haute fréquence.

On les remplacera par des tensions qui leur sont proportionnelles et plus faciles à mesurer, par exemple les tensions vidéo-fréquence aux bornes de la charge de sortie de la dernière lampe vidéo-fréquence.

La figure 5 montre le schéma à adopter. Il s'agit simplement de connecter un voltmètre électronique VL sur sensibilité 50 V, entre la masse et un condensateur C de 10.000 pF relié d'autre part à la plaque de la lampe vidéo finale.

Voici comment effectuer la mesure du gain :

1° Monter l'antenne à mesurer à l'endroit convenable, la diriger vers l'émetteur et attendre que ce dernier transmette la mire.

Noter la tension indiquée par VL et soit E_{a_1} cette tension.

2° Très rapidement, remplacer l'antenne considérée par l'antenne étalon, dirigée également vers l'émetteur, et noter la tension obtenue E_{e_1}.

3° Toujours, pendant l'émission de la *même mire*, répéter autant de fois que possible les deux opérations 1 et 2, ce qui permettra de relever des tensions E_{a_2}, E_{a_3}, E_{a_4} pour l'antenne à mesurer et des tensions E_{e_2}, E_{e_3}, E_{e_4} pour l'étalon.

4° Calculer les moyennes

$$E_a = \frac{E_{a_1} + E_{a_2} + E_{a_3} + E_{a_4}}{4}$$

et

$$E_e = \frac{E_{e_1} + E_{e_2} + E_{e_3} + E_{e_4}}{4}$$

5° Calculer :

$$A = \frac{E_a}{E_e}$$

A représente le gain sous forme de rapport. Il faut calculer ensuite le nombre des décibels correspondant à A.

6° Soit G le nombre des décibels. On a

$G = 20 \log A$ = gain en décibels.

Il s'agit du logarithme décimal. On peut trouver G dans des tables de décibels ou à la règle à calcul.

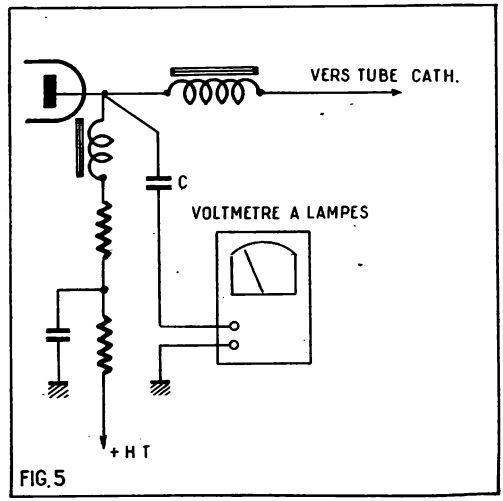


FIG. 5

Exemple numérique.

Reprenons les six étapes du calcul de G avec les valeurs numériques suivantes :

$E_{a_1} = 50$ V, $E_{a_2} = 52$ V, $E_{a_3} = 48$ V, $E_{a_4} = 50$ V et $E_{e_1} = 10$ V, $E_{e_2} = 9{,}5$ V, $E_{e_3} = 10{,}5$ V, $E_{e_4} = 10$ V.

Nous procéderons comme plus haut :

4° $E_a = \frac{50 \times 52 \times 48 \times 50}{4} = 50$ V

$E_e = \frac{10 + 9{,}5 + 10{,}5 + 10}{4} = 10$ V

5° $A = \frac{50}{10} = 5$

6° Le logarithme décimal de 5 est 0,7, donc :

$$G = 20 \times 0{,}7 = 14 \text{ dB}$$

ce qui représente le gain de l'antenne que l'on a mesuré par notre méthode.

Il est bon de mesurer également le gain fourni par la même antenne pour la réception de l'émission de son.

On procédera comme pour l'image mais le voltmètre VL sera connecté de la même manière à la plaque de la lampe finale BF du récepteur de son du téléviseur.

La mesure s'effectuera pendant l'émission de la mire au cours de laquelle il est transmis un son continu, condition indispensable pour obtenir une déviation fixe du volmètre.

Si l'antenne a une bande telle que f_1 et f_3 sont également favorisées, le gain G obtenu pour le son sera égal à celui correspondant à l'image.

La mesure du gain nécessite généralement deux opérateurs, l'un effectuant très rapidement la substitution des deux antennes et l'autre notant les indications du voltmètre électronique.

Comparaison de deux antennes.

Comparons expérimentalement le gain de deux antennes. On peut procéder de deux manières. La première consiste à déterminer comme indiqué plus haut les gains de ces antennes, ce qui permettra de se rendre compte laquelle fournit le plus de puissance au récepteur.

Supposons que pour la première antenne on ait un gain pour l'image de $G_{i_1} = 14$ dB, et un gain pour le son de $G_{s_1} = 12$ dB, tandis que pour la seconde ces caractéristiques seraient $G_{i_2} = 14$ dB et $G_{s_2} = 14$ dB.

Dans ces conditions l'antenne 1 et l'antenne 2 sont également bonnes pour l'image, mais pour le son, l'antenne 2 est supérieure à l'autre.

Une autre méthode consiste à comparer directement les deux antennes comme il a été indiqué plus haut, pour l'antenne à mesurer et l'étalon. Ce dernier sera donc remplacé par la seconde antenne.

On obtiendra ainsi un rapport :

$$A = \frac{E'_a}{E''_a}$$

E'_a étant la tension moyenne fournie par l'antenne 1 et E''_a étant la tension moyenne fournie par l'antenne 2. En prenant les logarithmes, on déterminera un nombre de décibels qui représentera la *différence* des gains des deux antennes.

Ainsi, si l'on trouve 4 dB, cela signifie que l'antenne 1 a un gain *supérieur* de 4 dB à celui de l'antenne 2.

Par contre, si l'on trouve un nombre négatif de décibels (cela a lieu lorsque A est inférieur à 1) par exemple — 3 dB, c'est l'antenne 2 qui a un gain supérieur de 3 dB à celui de l'antenne 1.

Cette méthode ne permet pas de connaître le gain de chaque antenne mais seulement la différence de leurs gains. Elle est toutefois pratique, car elle permet de comparer rapidement non seulement deux antennes mais aussi plusieurs.

Remarquons qu'au point de vue de la réception du son, il n'est pas grave que le gain soit plus faible, pourvu que celui-ci soit suffisant pour obtenir une bonne audition, mais lorsque le son est moins bon il se peut aussi que la transmission VF aux fréquences très élevées (vidéo à 10 MHz) soit également mauvaise et dans ce cas, l'image manquera de détails.

La vérification se fera alors en examinant les mires de fréquence.

Directivité.

Si l'on réalise le montage de la figure 5, on obtient une certaine tension E_a lorsque l'antenne est dirigée vers l'émetteur comme celle de la figure 1.

Tournons lentement l'antenne autour de son mât vertical et notons les indications du voltmètre pour les divers angles que fait l'antenne avec la direction initiale.

Au cours de la mesure nous avons noté, par exemple :

A	0°	E_a =	16 V
»	15°	E_a =	13,5 V
»	30°	E_a =	9 V
»	45°	E_a =	6 V
»	60°	E_a =	2 V
»	90°	E_a =	0 V
»	180°	E_a =	2 V

Il est alors possible de construire une courbe qui représentera graphiquement la directivité de l'antenne. Cette courbe se construit en coordonnées polaires qui permettent de donner une image exacte de la directivité. Cette courbe dite *diagramme de directivité* est représentée par la figure 6.

Les coordonnées polaires sont l'angle par rapport à une direction déterminée, par exemple celle de l'émetteur (E sur la figure 6) et une longueur sur le rayon tournant, proportionnelle à la tension mesurée.

Sur le rayon 0°, on définit le point 16 qui représente 16 V. Sur le rayon 15° on marque le point 13,5 correspondant à 13,5 V et on procède de la même manière pour toutes les tensions notées sur le tableau des mesures donné plus haut. On réunit tous les points et on obtient une courbe comme celle de la figure 6.

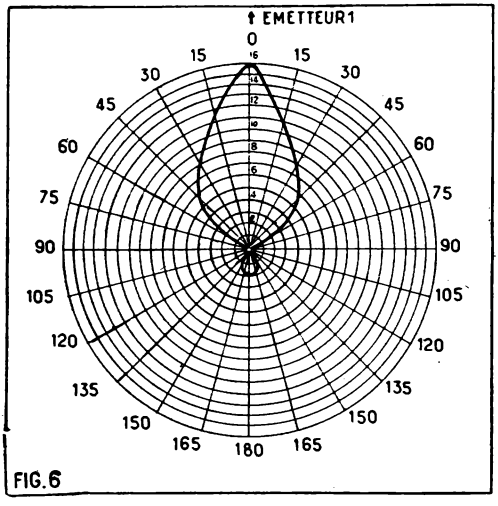


FIG.6

En réalité, il suffit de mesurer les tensions pour les angles situés dans une moitié du cercle, par exemple celle à droite de la direction 0 — 180°, car la courbe est symétrique par rapport à ce diamètre.

Dans les notices des fabricants d'antennes on donne des diagrammes de directivité, standardisées dans lesquelles on remplace la tension par des nombres proportionnels inférieurs à 1.

Ainsi si 16 correspondent à 1, 13,5 V correspondent à 13,5 /16 = 0,84 ; 9 V correspondent à 9/16 = 0,56, 6 V correspondent à 6 /16 = 0,376, etc.

Finalement on construit un diagramme de directivité comme celui de la figure 7.

On définit souvent la directivité par l'angle qui correspond à une diminution de tension de moitié. Sur la figure 7 on trouve sur le cercle 0,5 deux points M et V situés sur les rayons 37° environ. L'angle total est donc $2 \times 37 = 74°$ environ.

Comparaison au point de vue directivité.

Comment comparer deux antennes au point de vue de la directivité ? Pour le

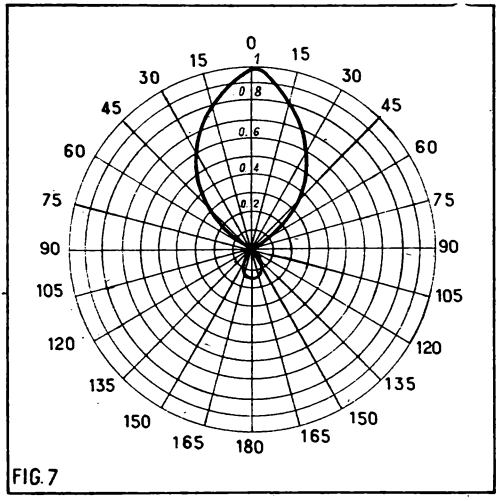


FIG.7

savoir, il suffit de définir quelle est la *meilleure directivité.*

Dans le cas de l'exemple de la figure 7, on a vu que la tension diminue de 50 %

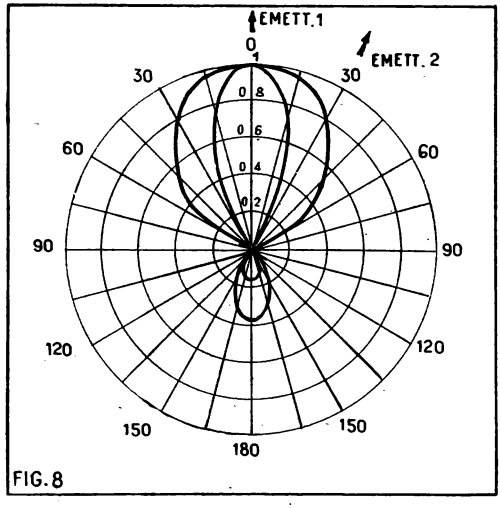


FIG.8

lorsqu'on tourne l'antenne de 37° dans un sens ou dans le sens opposé. Désignons par A_1 cette antenne.

Supposons qu'une autre antenne A_2 donne lieu à une diminution de tension

de 50 % pour un angle moindre, par exemple 15° seulement.

Nous dirons que l'antenne A_2 est plus directive que l'antenne A_1 car la tension diminue plus rapidement lorsqu'on s'écarte de la position optimum 0°.

La directivité peut donc être considérée comme une sorte de sélectivité. En effet, supposons que nous disposions de deux antennes A_1 et A_2 dont les courbes de directivité sont celles de la figure 8. Il est évident que l'antenne A_1 recevra l'émetteur à 100 % et l'émetteur 2 à 80 % tandis que l'antenne 2 recevra l'émetteur 1 à 100 % et l'émetteur 2 à 30 % environ. On a ainsi un moyen de réduire la réception d'une émission indésirable en utilisant une antenne très directive.

Nous indiquerons dans le prochain chapitre comment on améliore le gain et la directivité d'une antenne de télévision.

CHAPITRE II

AMÉLIORATION DES CARACTÉRISTIQUES DES ANTENNES TV

Amélioration du gain.

Dans le précédent chapitre, nous avons indiqué les caractéristiques générales des antennes de télévision du type Yagi et les méthodes simples de vérification de leurs performances.

Si l'on trouve que le gain de l'antenne examinée est insuffisant, il est souvent possible de l'améliorer à l'aide de travaux à la portée de tout technicien.

Indiquons d'abord les gains moyens que l'on peut attendre des divers types d'antennes Yagi demi-onde en fonction du nombre de leurs éléments :

Nombre des éléments	Gain en décibels
1	0
2	3 à 6
3	4 à 7
4	5 à 7,5
5	5,5 à 8
6	7 à 10
7	8 à 11
8	9 à 12
9	10 à 13
10	10,5 à 14
11	11 à 15
12	11,5 à 16

Les limites inférieure et supérieure indiquées ne sont pas absolues. Si l'antenne possède moins de gain que celui correspondant à la limite inférieure du tableau cela prouve que son gain est anormalement réduit, tandis qu'une très bonne antenne peut fournir un gain supérieur à la limite supérieure.

Causes de réduction du gain.

Voyons d'abord quelles sont les causes d'un faible gain.

Lorsqu'on mesure les performances d'une antenne, on effectue la comparaison entre la puissance fournie par l'antenne considérée et l'antenne étalon.

Cette puissance est généralement déduite d'une mesure de tension et on peut montrer que si l'on traduit en décibels le rapport des tensions, on trouve le même nombre de décibels que pour le rapport des puissances.

La tension que l'on mesure aux bornes du câble de liaison au récepteur dépend de l'antenne, du câble et de l'entrée du récepteur.

L'adaptation s'obtient lorsque ces trois éléments ont la même impédance dont la valeur standard est de 75 Ω en France et en Angleterre, tandis que dans d'autres pays elle est de 300 Ω. Si l'une de ces trois impédances est différente de la valeur nominale, il y a désadaptation, ce qui se traduit par une perte de puissance. La tension mesurée est toujours inférieure à celle que l'on aurait obtenue si l'adaptation avait été correcte.

Remarquer toutefois que l'antenne étalon qui est une « demi-onde » rectiligne (et

non repliée) a toujours une impédance de 75 Ω, mais à condition qu'elle soit déterminée correctement pour le canal auquel est destinée l'antenne à mesurer.

Il convient par conséquent que l'antenne étalon mesure exactement 0,95 $\lambda/2$, λ étant déterminée comme nous l'avons indiqué dans notre précédente étude.

D'autre part, l'antenne à mesurer doit être également calculée pour le canal à recevoir. On s'en assurera en vérifiant si ses dimensions sont correctes. Si nécessaire, on consultera le fabricant de l'antenne pour être certain qu'il n'y a pas eu erreur de canal.

Le câble de transmission est du type 75 Ω et ne peut introduire d'erreurs d'adaptation.

Si ce câble présente des pertes, celles-ci n'interviennent pas dans le calcul du gain car les réductions des tensions qui en résultent sont proportionnelles et le rapport

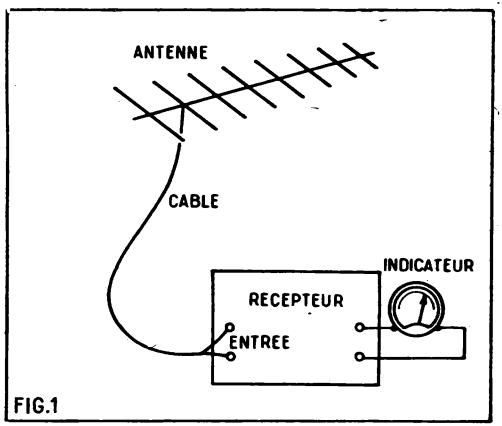


FIG.1

des tensions ou des puissances ne change pas.

L'entrée du récepteur est généralement étudiée sérieusement et son impédance est de 75 Ω.

On voit que la mesure ne peut être faussée que par le désaccord ou par une impédance incorrecte des antennes considérées.

Correction de l'impédance de l'antenne.

A moins d'une erreur grossière, l'impédance d'une antenne provenant d'un fabricant sérieux ou réalisée d'après une étude digne de confiance est proche de la valeur nominale.

Ainsi, si Z = 75 Ω, il se peut que l'impédance de l'antenne soit comprise entre 50 et 100 Ω et, dans ce cas, il est possible de la rectifier.

Pour cela, on réalisera à nouveau l'installation de comparaison effectuée pour la mesure du gain comme celle de la figure 1.

On effectuera la mesure des tensions proportionnelles à l'aide d'un indicateur monté à la sortie vidéo-fréquence et cela pendant la transmission de la mire.

Il s'agit de modifier certains écartements entre éléments. Examinons l'antenne de la figure 2. Elle se compose d'un bras, soutenu par un mât, le bras supportant les éléments de l'antenne : le réflecteur, le radiateur et plusieurs directeurs.

Un moyen qui permet souvent d'augmenter le gain consiste à isoler certains éléments de cette antenne symétrique.

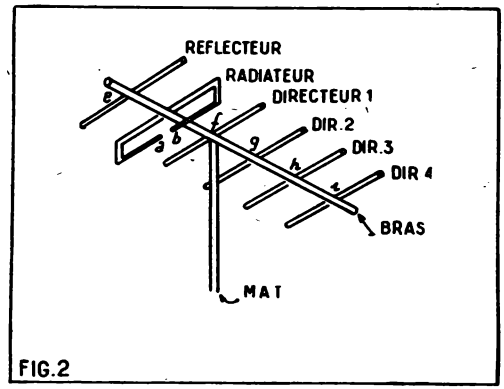


FIG.2

Au cas où les points milieu des éléments seraient en contact électrique direct avec le bras, on pourrait les isoler de celui-ci par un procédé indiqué plus loin.

Plus important est l'isolement du radiateur. Dans une antenne à nombreux éléments, le radiateur est du type replié avec les tubes de diamètre égal ou inégal. Le tube non coupé au milieu est souvent relié électriquement, à son point milieu, au bras. En isolant ces deux éléments, on peut améliorer le gain.

Pour isoler un tube d'un autre, disposé perpendiculairement, il suffit de se procurer une pièce en matière isolante comme celle de la figure 3, percée de trous cylindriques laissant passage aux tubes. Ces orifices ne devront pas se rencontrer, sans quoi le dispositif ne serait pas utilisable.

On maintiendra la rigidité de l'ensemble à l'aide de vis, mais faire attention à ce que ces vis ne créent pas de contacts entre les tubes.

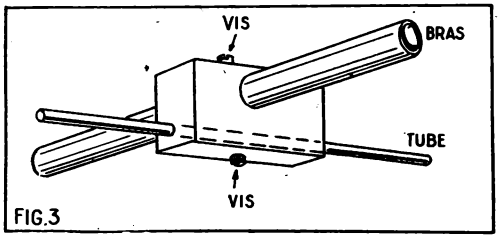


FIG.3

Réglage du radiateur.

Considérons maintenant le radiateur dont le détail est donné par la figure 4.

Lorsque les deux tubes parallèles sont d'égal diamètre, $d_2 = d_1$, leur distance D d'axe en axe peut-être quelconque, pourvu que D soit petite par rapport à la longueur totale du radiateur, égale à 0,95 $\lambda/2$.

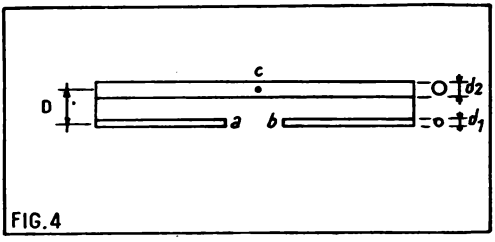


FIG.4

Si les tubes ont des diamètres inégaux, d_2, différent de d_1, l'impédance de l'antenne dépend du rapport d_2/d_1 et du rapport D/d_2.

Comme d_1 et d_2 sont constants, l'impédance de l'antenne peut être modifiée en faisant varier la distance D. Ce procédé n'est pas toujours facile à mettre en pratique, à moins que l'antenne soit construite par un amateur qui pourrait réaliser plusieurs jeux de flasques servant à réunir les deux tubes.

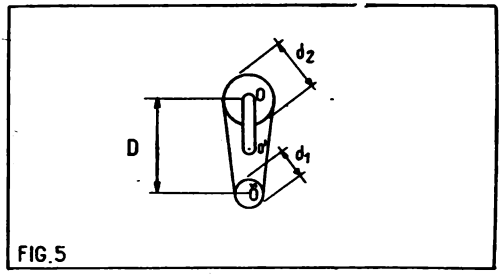


FIG.5

La figure 5 montre une de ces flasques. Les tubes sont fixés par des vis aux points o et o''. En pratiquant une rainure $o\ o'$ on pourra rapprocher les deux tubes.

Indiquons que si l'on désire diminuer l'impédance, il faut rapprocher les deux tubes, c'est-à-dire diminuer D. On augmentera l'impédance en augmentant D.

Variation des écartements.

Un autre procédé plus facile à appliquer consiste à faire varier la distance entre le radiateur et ses deux éléments voisins, le réflecteur et le directeur 1.

En laissant le radiateur fixe, on fera varier d'abord la distance réflecteur-radiateur jusqu'à obtention du meilleur gain et ensuite on effectuera la même opération avec le directeur 1. Répéter deux ou trois fois les deux opérations.

L'impédance varie dans le même sens que les écartements mentionnés sans qu'il y ait, d'ailleurs, proportionnalité. Que les tubes soient isolés ou non, il n'est pas difficile de glisser les éléments le long du bras.

Pour augmenter le gain, il existe d'autres procédés qui consistent à modifier les distances entre les divers éléments et à rechercher leurs dimensions optima mais il ne s'agit plus alors d'améliorer une antenne donnée, mais de chercher à réaliser une autre antenne. Le nombre des variables étant très grand, il n'est pas facile à un amateur d'effectuer ce travail qui peut être très long.

La symétrie de l'antenne.

Les antennes Yagi sont des antennes parfaitement symétriques par rapport à un axe qui coïncide avec le bras. Sur la figure 2, on peut voir que la partie gauche de l'antenne est la symétrique de celle située à droite.

D'autre part, le câble à deux conducteurs du type coaxial de 75 Ω n'est pas symétrique. Sur la figure 6, on montre le branchement de ce câble aux deux points a, b, de l'élément coupé au milieu du radiateur.

Cette liaison entre le câble dissymétrique et les points a et b symétriques cause une perte de puissance, accompagnée d'ailleurs d'autres inconvénients.

Il existe un procédé permettant de pallier cette désadaptation. C'est l'adaptateur symétrique-dissymétrique, dit aussi

« symétriseur », bien que cette dernière expression n'existe pas dans les dictionnaires de langue française.

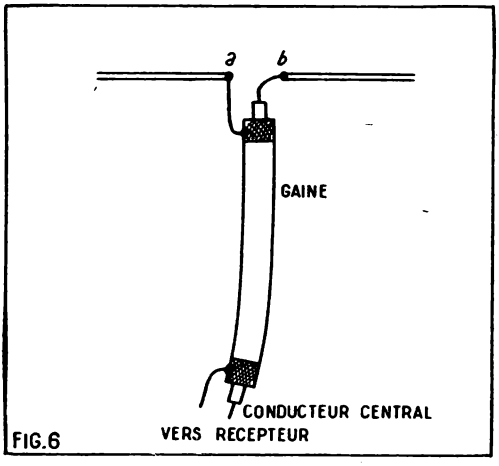


FIG.6

Nous donnons à la figure 7 le schéma de ce dispositif qui se compose d'un morceau de câble coaxial identique à celui qui sert à la liaison.

La longueur de ce câble est 0,66 $\lambda/4$. Les branchements sont les suivants : le câble coaxial de liaison est branché normalement avec le fil intérieur en *a* et la gaine en *b*.

L'adaptateur, long de $l = 0{,}66\ \lambda/4$ est relié, côté antenne, avec le conducteur intérieur au point *b* et le conducteur extérieur (gaine) au point *a*.

Du côté opposé, on doit court-circuiter les deux conducteurs en soudant le conducteur intérieur au conducteur extérieur.

Les deux câbles seront maintenus parallèles par des rubans isolants. Ils ne doivent pas être en contact électrique en d'autres points que *a* et *b*.

Remarquer que le coefficient de propagation qui réduit le quart d'onde dépend de la nature du diélectrique disposé entre les deux conducteurs.

Il est généralement de 0,66, mais il est prudent de se renseigner sur sa valeur exacte auprès du fabricant du câble. Une tolérance de 2 % sur le coefficient *k* n'introduit aucun inconvénient grave.

Calcul de 0,66 $\lambda/4$.

Prenons à titre d'exemple le cas d'une antenne qui doit couvrir une bande plus large que celle d'un seul canal.

Supposons qu'il s'agisse de recevoir deux canaux voisins, le canal 10 (f_i = 199,7 MHz et f_s = 188,55 MHz) et le canal 12 (f_i × 212,85 MHz et f_s = 201,7 MHz).

Les fréquences limites de cette bande sont : 188,55 et 212,85 MHz, ce qui donne une moyenne :

$$f = \frac{188{,}55 + 212{,}85}{2} = 200{,}7 \text{ MHz}$$

ou en arrondissant, ce qui se justifie pour une bande aussi large : f = 200 MHz, d'où

$$\lambda = \frac{300}{200} = 1{,}5 \text{ m},$$

$$\lambda/4 = 37{,}5 \text{ cm},$$
$$0{,}66\ \lambda/4 = 24{,}77 \text{ cm},$$

que l'on peut arrondir à 25 cm.

Lorsqu'on reçoit un seul canal le calcul est basé sur f égale à la moyenne de f_i et f_s seulement.

Dans le cas de deux canaux, si l'un est reçu plus faiblement que l'autre, on pourra encore favoriser le premier dans le calcul de f.

Eléments supplémentaires.

Lorsqu'on possède une antenne à nombre réduit d'éléments, par exemple 1 à 4, il est possible d'augmenter le gain en ajoutant un élément supplémentaire.

En réalité, on peut ajouter autant d'éléments qu'on le désire, mais il ne s'agit plus

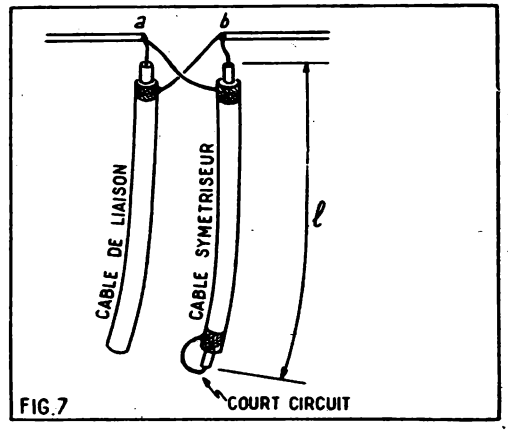


FIG.7

alors d'une amélioration d'antenne mais de l'étude et la réalisation d'une autre antenne plus importante.

Par contre, ajouter seulement un élément à une antenne à peu d'éléments permet d'augmenter notablement le gain par des moyens simples de mise au point à la portée de tous.

Ainsi, si l'on passe d'une antenne à un élément dont le gain est de zéro décibel (cette antenne étant étalon le rapport des tension est évidemment 1, d'où zéro décibel) à une antenne à deux éléments seulement, on peut remonter le gain jusqu'à 6 dB.

Les gains augmentent dans une moindre proportion en passant de 2 à 3 éléments, de 3 à 4, etc.

Examinons le cas de l'antenne à un élément qui sert généralement d'antenne intérieure.

Lorsqu'elle se compose d'un tube unique coupé au milieu, son impédance est de 72 à 75 Ω, mais la présence d'un second élément réflecteur ou directeur 1 réduit cette impédance d'autant plus que la distance entre éléments est faible.

D'autre part, le gain varie également avec cette dernière. La figure 8 donne trois courbes indiquant les gains et l'impédance d'une antenne à deux éléments.

La courbe GR donne le gain (en ordonnées à gauche) de l'antenne composée d'un

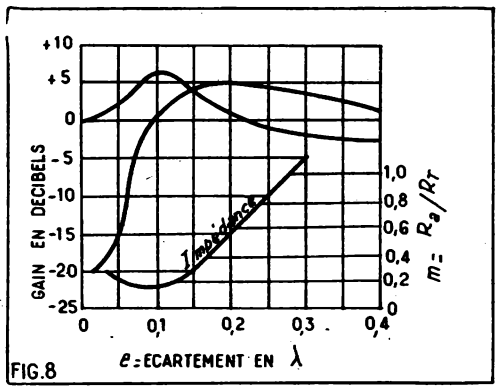


FIG.8

radiateur et d'un réflecteur en fonction de l'écartement ou distance entre les deux éléments.

La courbe GD correspond à une antenne composée d'un radiateur et un directeur.

La troisième courbe marquée « impédance » donne le rapport.

$$m = \frac{R_a}{R_r}$$

de l'impédance R_a de l'antenne à R_r, celle du radiateur seul. Ainsi, si l'écartement entre les deux éléments de l'antenne composée d'un radiateur et d'un seul directeur est 0,1 λ, le gain est de 5,5 dB. Pour ce même écartement, la courbe « impédance » donne $m = R_a/R_r = 0,2$.

Si le radiateur est du type rectiligne à un seul tube on a $R_r = 75\ \Omega$ d'où :

$$\frac{R_a}{75} = 0,2 \text{ ou } R_a = 15\ \Omega.$$

On voit que pour obtenir le gain maximum on est obligé d'adopter une très faible distance, 0,1 λ, entre les deux éléments et l'impédance se réduit de cinq fois d'où désadaptation considérable et perte de puissance.

Pour rétablir l'adaptation, il faudrait monter un radiateur de $5 \times 75 = 375\ \Omega$, de sorte que l'on ait :

$$m = \frac{R_a}{375} = 0,2 \text{ d'où } R_a = 75\ \Omega.$$

On pourrait adopter à la rigueur un radiateur replié à tubes d'égal diamètre dont l'impédance est de 300 Ω, ce qui donnerait $R_a = 60\ \Omega$ valeur proche de 75 Ω. Une autre possibilité d'augmentation du gain et d'adaptation satisfaisante est offerte par l'antenne composée d'un radiateur et un réflecteur.

Prenons $m = 0,25$, de sorte qu'en adoptant un radiateur replié de 300 Ω, on ait :

$$R_a = 300 \times 0,25 = 75\ \Omega$$

La courbe « impédance » donne un écartement de 0,15 λ environ pour $m = 0,25$.

La courbe GR donne pour le même écartement un gain de 4,5 dB environ, ce qui est fort satisfaisant.

Rappelons que le radiateur a une longueur 0,95 $\lambda/2$, le directeur 0,91 $\lambda/2$ et le réflecteur $\lambda/2$.

La courbe RD est celle qui passe par l'ordonnée zéro décibel.

Antennes à 3 éléments.

Pour réaliser une antenne à trois éléments, il n'y a plus de méthode simple de prédétermination et, de ce fait, il faut procéder par essais expérimentaux ou inspirés d'indications fournies par des travaux antérieurs.

Partons d'une antenne à deux éléments comme celle établie avec un réflecteur, un radiateur replié de 300 Ω et un écartement de 0,15 λ, ce qui donne une impédance $R_a = 75\ \Omega$, et un gain de 4,5 dB environ.

Si l'on ajoute un directeur, quel que soit son emplacement, l'impédance de l'antenne

ainsi réalisée avec trois éléments sera inférieure à 75 Ω.

Adoptons un écartement différent de 0,15 λ de façon que l'on obtienne un rapport *m* supérieur à 0,25.

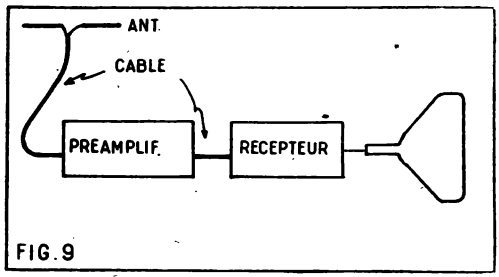
Prenons $e = 0{,}2\ \lambda$, ce qui, pour l'antenne à deux éléments, radiateur et réflecteur, correspond au gain maximum de 5 dB.

Pour l'écartement 0,2 λ on a $m = 0{,}5$ et si le radiateur est du type replié, de 300 Ω, il vient

$$R_a = 300 \times 0{,}5 = 150\ \Omega$$

L'impédance est maintenant trop grande, mais cela convient très bien dans notre cas. En effet, en montant un directeur, l'impédance globale de l'antenne va diminuer, et en recherchant la meilleure distance entre radiateur et directeur, on pourra trouver celle qui réduira R_a de deux fois, la ramenant à 75 Ω.

On pourra procéder d'une manière analogue pour passer d'une antenne à *n* éléments, à une antenne de $n + 1$ éléments, mais le travail de recherche devient de plus en plus difficile et long.



Préamplificateur d'antenne.

Une méthode indirecte d'augmenter le gain d'une antenne est de lui adjoindre un préamplificateur. Celui-ci sera monté entre l'antenne et le récepteur de sorte que ce dernier recevra un signal plus élevé dû au gain fourni par le préamplificateur (*voir fig.* 9).

Il est facile de réaliser un amplificateur ou un préamplificateur à grand gain mais, si ce dernier est indispensable, il faut aussi que le souffle introduit par l'appareil soit réduit afin que l'image ne soit pas voilée par le souffle.

Les montages qui permettent actuellement la réalisation de préamplificateurs ou amplificateurs VHF (30 à 300 MHz) sont le cascode, le neutrode et le circuit avec « grille à la masse » et entrée à la cathode.

Pour les UHF gamme télévision (470 à 1.000 MHz) seul le montage « grille à la masse » donne satisfaction *actuellement*, l'avenir pouvant apporter d'autres montages.

Les figures 10, 11 et 12 représentent les schémas simplifiés de ces trois montages préamplificateurs.

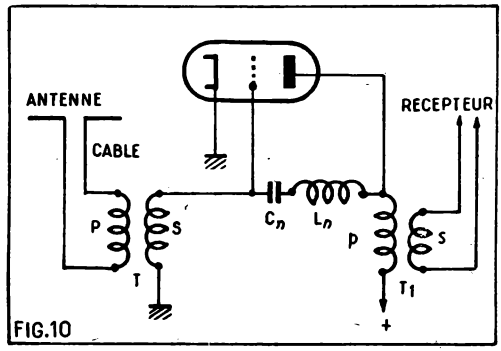
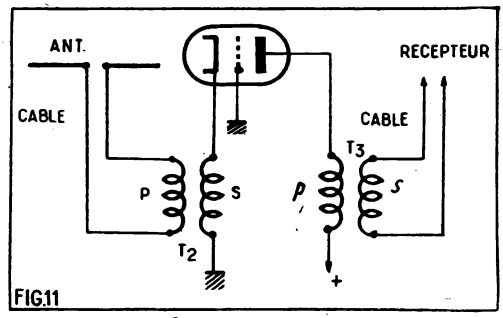


Figure 10 : montage neutrode. Entrée sur 75 Ω par câble relié à l'antenne et au primaire P. à faible impédance.

Secondaire S à moyenne impédance dans le circuit grille. Circuit de neutrodynage C_n L_n. Circuit de sortie T_1 avec P à impédance plus élevée et S à faible impédance. Câble de 75 Ω relié aux bornes « antenne » du récepteur.



Gain obtenu, entre 3 et 20 fois.

Figure 11 : montage avec grille à la masse.

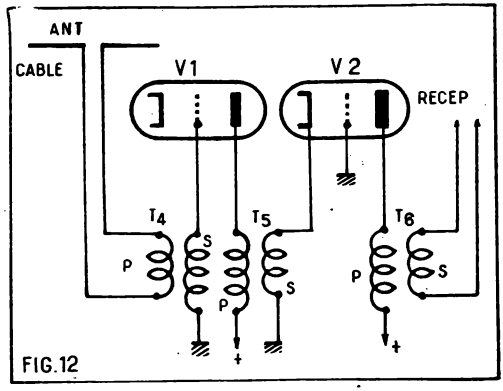
Le primaire et le secondaire du transformateur T_2 d'entrée sont à faible impédance. Le transformateur de sortie T_3 est comme T_1 de la figure 10.

Gain légèrement inférieur à celui du neutrode.

Figure 12 : montage cascode combinaison des deux précédents. T_4 comme T du neutrode figure 10 ; T_5 comporte un primaire à haute impédance et un secondaire à faible impédance ; T_6 analogue à T_3 de la figure 11.

Gain supérieur à celui du neutrode.

Nous donnerons quelques schémas pratiques de préamplificateurs VHF dans notre prochain chapitre.



CHAPITRE III

PRÉAMPLIFICATEURS VHF

Utilisation des préamplificateurs.

La mission de ces petits appareils est double : procurer à l'entrée des téléviseurs un signal plus intense et améliorer le rapport signal sur souffle.

L'augmentation du signal est indispensable lorsque l'antenne capte une trop faible puissance malgré tous les soins que l'on a pris pour qu'elle fournisse le maximum de rendement.

L'emploi d'un préamplificateur s'impose aussi aux utilisateurs d'une antenne collective lorsque leur propre téléviseur nécessite à l'entrée un signal plus élevé que celui fourni par l'installation. En général, une bonne antenne collective fournit toujours un signal suffisant aux téléviseurs modernes et en bon état.

Le schéma général d'un préamplificateur est sensiblement le même que celui d'un amplificateur haute fréquence avec la modification obligatoire suivante : la sortie du préamplificateur doit être à faible impédance, celle-ci ayant la même valeur qu'à l'entrée, donc 75 Ω généralement et 300 Ω dans de rares cas.

Les montages adoptés sont le cascode ou le neutrode. En ce qui concerne les bobinages, il y a deux solutions :

La première consiste à adopter un rotacteur commercial dans lequel la partie oscillatrice ne sera pas utilisée.

Dans la seconde il s'agit de réaliser les bobinages soi-même mais il sera difficile pour un amateur de mettre au point l'ensemble des bobines d'un rotacteur prévu pour 6 à 12 canaux.

On se contentera d'un seul canal et cette simplification donnera satisfaction dans la grande généralité des cas, car il est rare que l'on reçoive plusieurs émissions en un même endroit.

Emploi d'un rotacteur.

Dans un bloc rotacteur on trouve tous les bobinages des trois étages suivants : entrée haute fréquence, transformateurs de liaison entre lampe HF et modulatrice et bobines oscillatrices.

La figure 1 donne un schéma très simplifié d'un bloc rotacteur, les commutations s'effectuant aux points *a*, *b*, *c*, ... *k*.

On voit immédiatement que les bobines L_1 et L_2 conviennent parfaitement comme transformateur d'entrée du préamplificateur. En effet, *a-b* comporte peu de spires et cette bobine est étudiée pour effectuer l'adaptation d'une antenne ou de la sortie d'un câble, de 75 Ω, à l'entrée, par la grille, d'une lampe HF à impédance moyenne, de l'ordre de quelques milliers d'ohms. C'est exactement ce qu'il faut pour attaquer la grille de la lampe du préamplificateur.

Le transformateur L_3-L_4 composé des enroulements *ef* et *gh* ne convient pas car son secondaire *gh* est à impédance moyenne alors qu'il est nécessaire que son impédance soit faible.

Reste, enfin, le circuit oscillateur L_5 à trois points de branchement, *i*, *j* et *k*

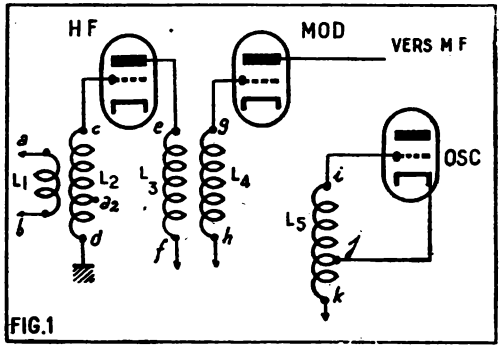


FIG.1

(montage Hartley à couplage électronique indiqué sur la fig. 1) ou Colpitts avec une bobine sans prise.

Ce bobinage sera enlevé ou non connecté.

Bobinages.

Voici maintenant des indications complètes sur les caractéristiques des bobinages d'entrée et de sortie pour préamplificateurs HF de télévision.

Transformateur d'entrée. Se connecte comme L_1-L_2 de la figure 1 entre l'arrivée du câble de 75 Ω et le circuit de grille d'une lampe HF cascode ou neutrode.

Il peut être remplacé par un autotransformateur et dans cette variante, la bobine *a b* est supprimée et remplacée par la portion *d* a_2 de L_2.

Il existe encore un montage avec primaire distinct et à prise médiane convenant à l'arrivée d'un câble de 300 Ω bifilaire. Comme nous l'avons dit, il est rare de trouver en France des téléviseurs à entrée de 300 Ω mais de tels téléviseurs existent chez nos voisins de Belgique, Suisse et tous autres pays sauf l'Angleterre où l'on a adopté l'impédance de 75 Ω comme en France.

La figure 2 montre les trois sortes de bobinages d'entrée HF. En A, bobinage transformateur avec primaire prévu pour 75 Ω.

On pourrait croire que le bobinage B est le plus facile à réaliser. En réalité cela n'est vrai que si aucune retouche n'est à faire après son montage dans le préamplificateur. Au contraire, si une mise au point est nécessaire il est plus commode de pouvoir disposer d'un primaire et d'un secondaire distincts.

Les résultats obtenus avec les trois sortes de bobinages d'entrée sont sensiblement les mêmes, avec un léger avantage pour le dispositif A.

Remarquer, d'autre part, que le bobinage C grâce à son primaire à prise médiane permet le branchement d'un câble bifilaire de 300 Ω entre les points *a* et *a'*,

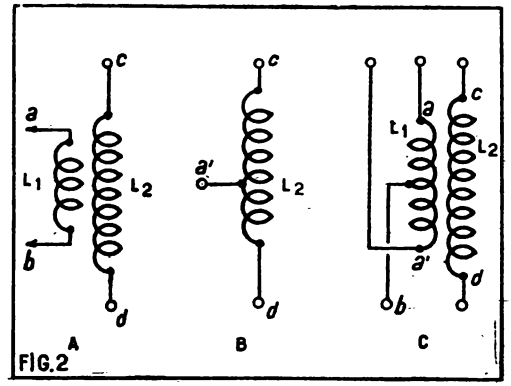


FIG.2

la prise médiane *b* étant connectée à la masse tandis qu'un câble coaxial de 75 Ω pourra être connecté entre un des points *a* ou *a'* et le point *b* correspondant à la gaine métallique du câble et à la masse.

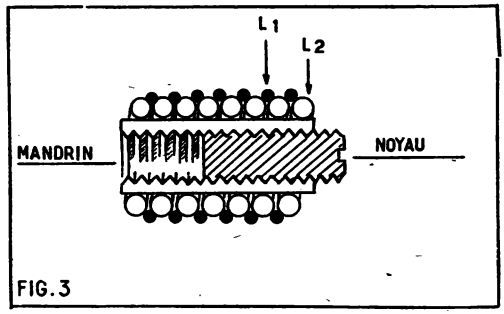


FIG.3

Il est parfaitement correct de procéder ainsi car chaque moitié d'enroulement de 300 Ω s'adapte à une impédance de 75 Ω et non de 150 Ω, les impédances étant proportionnelles au carré des nombres des spires.

Voici au tableau I des indications sur des bobines du type A, c'est-à-dire avec un secondaire L_2 et un primaire L_1 prévu pour 75 Ω.

La bobine L_2 sera enroulée en premier, sur le tube et la bobine L_1, par-dessus L_2 dans les sillons existant entre les spires jointives (voir figure 3).

TABLEAU I

Canal français	F1	F2	F3	F4
L_1	5 spires fil 0,5 mm émail, autour de L_2	5 spires fil 0,5 mm émail, autour de L_2	5 spires fil 0,5 mm émail, autour de L_2	5 spires fil 0,5 mm émail, autour de L_2
L_2	15 spires jointives fil de 0,2 mm, deux couches soie	15 spires jointives fil de 0,2 mm, deux couches soie	13 spires jointives fil de 0,2 mm, deux couches soie	13 spires jointives fil de 0,2 mm, deux couches soie

Rappelons que si l'on désigne par f_i la fréquence porteuse image et f_s la fréquence porteuse son, leurs valeurs pour ces quatre canaux sont :

Canal F1, $f_i = 43$ MHz, $f_s = 54{,}15$ MHz.
Canal F2, $f_i = 52{,}4$ MHz, $f_s = 41{,}25$ MHz.
Canal F3, $f_i = 56{,}15$ MHz, $f_s = 67{,}3$ MHz.
Canal F4, $f_i = 65{,}55$ MHz, $f_s = 54{,}4$ MHz.

On remarquera que les bobinages des canaux 1 et 2 sont identiques et qu'il en est de même de ceux des canaux 3 et 4. Ceci s'explique par le fait que les bandes à couvrir sont sensiblement les mêmes comme il ressort de l'examen des fréquences f_i et f_s données plus haut. Voici maintenant au tableau II les données concernant L_1 et L_2 pour les canaux 5 à 12. Nous avons groupé les canaux dont les bobinages sont identiques.

On disposera L_1 vers le milieu de L_2. Dans les quatre canaux de la bande I on shuntera L_2 par une résistance de 10 kΩ.

Dans le cas des canaux de la bande III (F5 à F12) bobiner également L_2 en premier lieu mais en laissant assez de place sur le tube pour loger L_1.

Cet enroulement sera distant de 3 mm de L_2 dans le cas des canaux 5 et 6 et de 1 mm pour les autres canaux, 7 à 12 français.

Transformateurs de sortie L3-L4.

En se reportant à la figure 4 on voit que L_4 doit être à faible nombre de spires et L_3 à nombre plus grand pour réaliser l'accord sur la fréquence du signal à recevoir.

TABLEAU II

Canaux français	F5-F6	F7-F8-F8*a*	F9-10	F11-F12
L_1	1,5 spire fil 1 mm émail	1 spire fil 1 mm émail	1 spire fil 1 mm émail	1 spire fil 1 mm émail
L_2	6 spires jointives fil 1 mm émail à 3 mm de L_1	5 spires jointives fil 1 mm émail à 1 mm de L_1	4,5 spires jointives fil de 1 mm à 1 mm de L_1	3,75 spires jointives fil 1 mm à 1 mm de L_1

Les bobines se montent sur des mandrins (tubes) isolants de 6 mm de diamètre contenant des noyaux de *ferrite* pour les bobines L_1-L_2 des canaux 1 à 4 et de *laiton* pour les bobines L_1-L_2 des canaux 5 à 12.

Pratiquement, il suffira de réaliser le transformateur L_3-L_4 exactement comme L_1-L_2 mais son montage sera abaisseur, autrement dit, L_3 inséré dans le circuit de plaque de la lampe HF sera identique à L_2

et L_4 qui sera relié au câble de 75 Ω conduisant le signal amplifié à l'entrée du téléviseur, sera identique à L_1.

Ces remarques permettent de réaliser L_3-L_4 d'après les indications des tableaux I et II valables pour L_1-L_2.

tension de 100 V, on adoptera les valeurs suivantes des éléments : $R_1 = R_2 = 100$ Ω, $R_3 = R_4 = 1.000$ Ω, $R_5 = 3.900$ Ω, $C_1 = 250$ pF, $C_2 = 100$ pF, $C_3 = 220$ pF, $C_4 = 470$ pF, $C_5 = 100$ pF.

Condensateurs céramiques ou au mica

Voici les fréquences f_i et f_s des canaux 5 à 12 :

Canal F5	:	f_i =	164	MHz,	f_s =	175,15 MHz.
Canal F6	:	f_i =	173,4	MHz,	f_s =	162,25 MHz.
Canal F7	:	f_i =	177,15	MHz,	f_s =	188,3 MHz.
Canal F8	:	f_i =	186,55	MHz,	f_s =	175,4 MHz.
Canal F8a	:	f_i =	185,25	MHz,	f_s =	174,1 MHz.
Canal F9	:	f_i =	190,3	MHz,	f_s =	201,45 MHz.
Canal F10	:	f_i =	199,7	MHz,	f_s =	188,55 MHz.
Canal F11	:	f_i =	203,45	MHz,	f_s =	214,6 MHz.
Canal F12	:	f_i =	212,85	MHz,	f_s =	201,7 MHz.

Premier montage pratique.

Le montage de préamplificateur d'antenne de la figure 4 est un cascode utilisant les deux éléments triodes d'une double triode.

On adoptera l'une des lampes suivantes : 12AT7 ou ECC81, 6AT7-N, 6BQ7, 6BZ7, PCC84, ECC84, ECC189, PCC189, etc.

Il est nécessaire que les électrodes de ces lampes soient toutes accessibles ce qui exclut d'excellentes lampes comme la 6J6, par exemple, qui comporte une seule broche pour les deux cathodes.

Avec la 12AT7 (ECC81) et une haute

fonctionnant aux VHF jusqu'à 250 MHz. Tolérance 10 %.

Résistances étalonnées avec une tolérance de 5 % et spécialement prévues pour les VHF, en particulier R_2 et R_5 qui sont parcourues par des courants VHF. Toutes d'une puissance de 0,5 W.

L'analyse rapide du schéma montre que le câble coaxial venant de l'antenne est relié à L_1 tandis que L_2 est insérée dans le circuit de grille du premier élément triode, V_1, de la double triode.

C_1 R_1 assurent la polarisation tandis que L_3, en série avec C_3, est la bobine de neutrodynage dite aussi de neutralisation.

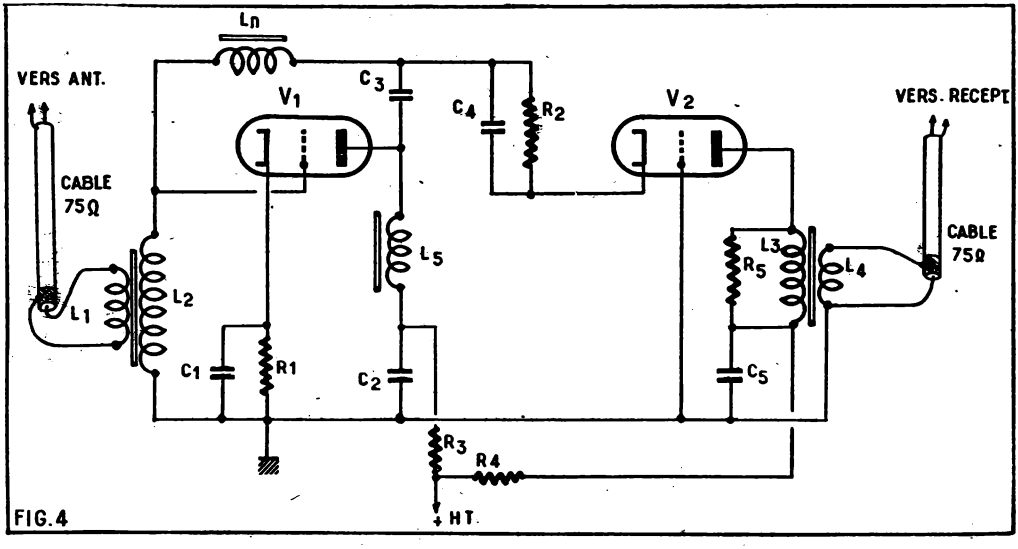


FIG. 4

On trouve ensuite la liaison entre les deux éléments du cascode, constituée par C_3, L_5 et R_2 C_4. L'ensemble R_2 C_4 sert de polarisation pour ce second élément. En effet la grille de V_2 est à la masse tandis que la cathode de ce même élément, aboutit également à la masse, à travers R_2 C_4 et les bobines de résistance négligeable en continu, L_3 et L_2.

Remarquer également la bobine d'arrêt L_4 et les circuits de découplage C_2 R_3 et C_5 R_4.

A la sortie on trouve L_3-L_4 et la résistance R_5 permettant d'élargir la bande.

Le câble coaxial, de longueur quelconque, est connecté, d'une part aux bornes de L_4 et, d'autre part, aux bornes de l'entrée 75 Ω du téléviseur.

On utilisera les bobinages L_1 L_2 des tableaux I et II et L_3-L_4 identiques à L_1-L_2.

Alimentation.

La lampe ECC81 (12AT7) possède un filament de 12,6 V aboutissant aux broches 4 et 5 de son culot noval.

Il y a une prise médiane à la broche 9. La consommation de courant est de 0,3 A.

Il existe deux moyens de connecter ce filament : en série, 12,6 V-0,3 A et en parallèle, 6,3 V 0,6 A.

Dans ce dernier cas, une borne filament sera la broche 9 et l'autre la réunion des broches 4 et 5.

Seul le montage parallèle est conseillé dans l'emploi de cette lampe comme préamplificatrice.

On alimentera le filament suivant le schéma de la figure 5. Les broches 4 et 5 sont reliées à la masse et la broche 9 à la ligne 6,3 V du récepteur, à travers la bobine d'arrêt BA. Un condensateur C de 1.500 pF effectue le découplage en VHF.

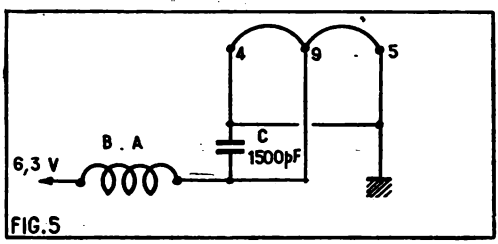


FIG.5

La bobine BA se compose de 15 spires jointives de fil de 0,6 mm de diamètre sur tube, sans noyau, de 6 mm de diamètre.

Une lampe comme la ECC71 (12AT7) consomme en totalité, environ 15 mA avec une haute tension de 100 V. On pourra l'alimenter à partir du téléviseur mais on risque de perturber son fonctionnement. Il est préférable de monter une alimentation séparée comme celle de la figure 6.

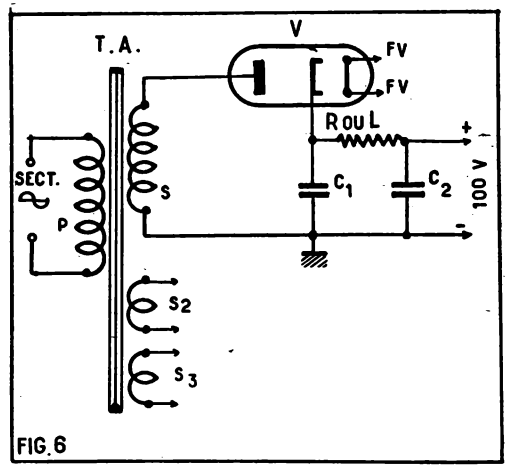


FIG.6

Le transformateur TA comporte un primaire adapté à la tension du secteur alternatif ou à prises 110-130-220-250 V et un secondaire de 100 à 110 V environ 20 mA.

Le tube redresseur, d'un type quelconque pourvu qu'il redresse 20 mA est monoplaque ou biplaque monté en monoplaque (les deux plaques réunies).

Deux autres secondaires assurent l'alimentation du filament du tube redresseur sous 5 ou 6,3 V et du filament de la lampe du préamplificateur, sous 6,3 V.

Le filtrage est obtenu avec deux condensateurs électrochimiques C_1 = C_2 = 24 à 50 μF 200 V tension de service et une résistance de 2.000 Ω à collier de façon qu'elle puisse s'ajuster pour que la tension de sortie soit de 100 V environ. Comme le courant est de 15 mA environ, il y a une chute de tension de 15 V par millier d'ohms de R. On pourra également remplacer R par une bobine de filtrage résistante en continu de 500 à 1.000 Ω si la tension obtenue à la sortie est comprise entre 90 et 105 V. Le culot de la 12AT7 est donné par la figure 7.

Bobines.

Revenons au schéma de la figure 4 sur lequel on remarque, outre les bobines L_1 à L_4, les deux bobines L_3 et L_5.

La bobine de neutralisation L_3 comporte du fil émaillé de 0,5 mm de diamètre, enroulé sur un tube de 8 mm de diamètre extérieur avec noyau de ferrite.

Voici les nombres des spires jointives pour chaque canal :

Canaux F_1 et F_2 : 20 spires.
Canaux F_3 et F_4 : 18 spires.
Canaux F_5 et Z_6 : 9 spires.
Canaux F_7, F_8 et F_{8a} : 7 spires.
Canaux F_9 et F_{10} : 6 spires.
Canaux F_{11} et F_{12} : 4 spires.

Il est également utile de donner des valeurs différentes à la bobine d'arrêt L_5 suivant le canal à recevoir. On la montera

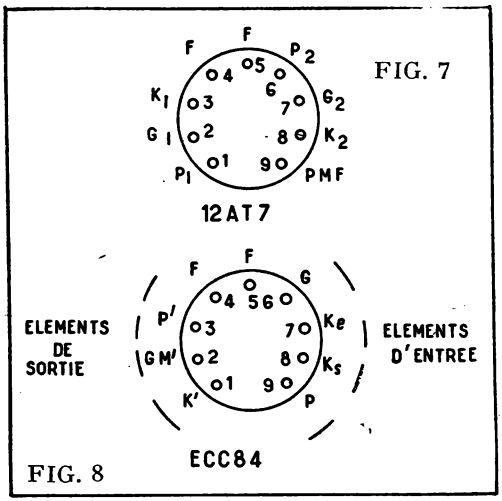


FIG. 8

sur un tube de 8 mm à noyau de ferrite avec du fil de 0,5 mm enroulé en spires jointives :

Canaux F_1 et F_2 : 14 spires.
Canaux F_3 et F_4 : 13 spires.
Canaux F_5 et F_6 : 6 spires.
Canaux F_7, F_8 et F_{8a} : 5 spires.
Canaux F_9 et F_{10} : 4 spires.
Canaux F_{11} et F_{12} : 3 spires.

Le circuit intermédiaire à bobine L_5 est à bande très large pouvant atteindre 80 MHz en raison du fort amortissement dû à la résistance d'entrée de la lampe V_2. L'accord est par conséquent très flou mais il est quand même utile de pouvoir régler cette bobine pour obtenir le maximum de gain et le minimum de souffle.

Si l'on désire supprimer le réglage de L_5, on montera, quel que soit le canal à recevoir, une bobine de 25 spires jointives de fil de 0,5 mm sur un tube sans noyau, de 8 mm de diamètre.

Nous tenons à préciser que le préamplificateur de la figure 4 doit être prévu pour la réception d'un seul canal et, par conséquent, ne pas comporter de rotacteur.

Les bobinages seront choisis parmi ceux indiqués plus haut et soudés directement à leurs points de branchement.

Dans un montage aussi délicat que celui d'un préamplificateur de télévision il est absolument impossible de supprimer la mise au point permettant de donner aux bobinages leur valeur correcte.

Cette valeur dépend des capacités parasites qui les shuntent et il faut réaliser le montage de telle façon que ces capacités soient aussi réduites que possible.

Comme elles peuvent varier parfois du simple au double, il se peut que le bobinage prévu ne convienne pas et dans ce cas, il sera nécessaire de le modifier en augmentant ou en diminuant son coefficient de self-induction.

Le travail de mise au point exige, en principe, des appareils de mesure mais des techniciens expérimentés et bénéficiant d'un peu de chance pourront l'effectuer d'une manière plus simple, en montant le préamplificateur entre l'antenne et le téléviseur et en le réglant d'après la variation du contraste et de la puissance sonore.

Avant d'indiquer les procédés de réglage, nous allons décrire des variantes du préamplificateur de la figure 4, obtenus avec d'autres lampes que la 12AT7 ou ECC81.

Montage avec ECC84.

On adoptera les valeurs suivantes, à la place de celles valables pour la ECC81-12AT7 : $R_1 = 120\ \Omega$, $R_2 = 120\ \Omega$.

La lampe ECC84 possède sur filament de 6,3 V — 0,37 A qui se monte comme l'indique la figure 5.

Remarquer toutefois que cette lampe possède 2 broches de cathode pour un de ses éléments triode.

Il est recommandé de se servir de cet élément comme triode d'entrée et de relier la broche K_s (broche n° 8 du culot noval) à C_1 et R_1 tandis que la broche K_e (broche n° 7 du culot noval) sera reliée à la masse par un condensateur de 8,2 pF (voir *fig.* 8).

CHAPITRE IV

MISE AU POINT DES PRÉAMPLIFICATEURS

Montage cascode.

Revenons au préamplificateur cascode étudié dans notre précédent chapitre et dont le schéma est reproduit à la figure 1.

Pour la mise au point on pourra utiliser une méthode simplifiée ne nécessitant pas d'appareils de mesure spéciaux tels que générateurs VHF (20 à 250 MHz) et voltmètres électroniques que l'amateur ne possède pas en général.

Le meilleur générateur est l'émission à recevoir à condition de l'utiliser judicieusement.

Il est évident que le réalisateur du préamplificateur possède un excellent téléviseur en ordre de marche sans lequel le préamplificateur ne serait d'aucun utilité. L'antenne TV est également à la disposi-

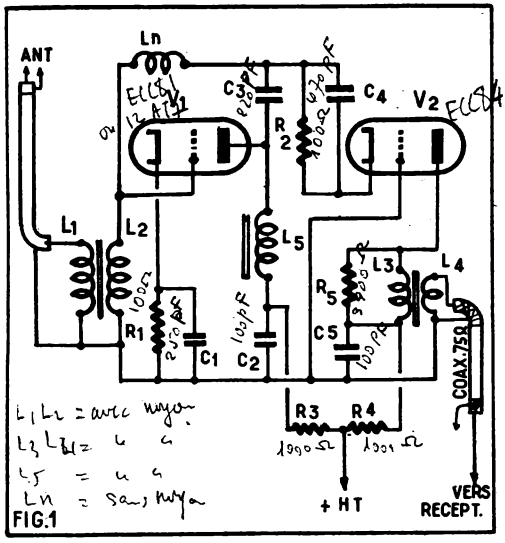


FIG.1

tion du réalisateur. Cette antenne peut être individuelle ou collective.

Pratiquement, le générateur sera remplacé par l'émetteur, l'antenne de réception et le câble de descente.

L'extrémité de ce câble sera connectée aux bornes de L_1 comme indiqué sur la figure 1.

Le voltmètre électronique sera remplacé par le téléviseur, et pour cela on connectera le câble coaxial de sortie à la fiche du câble coaxial d'entrée du récepteur TV.

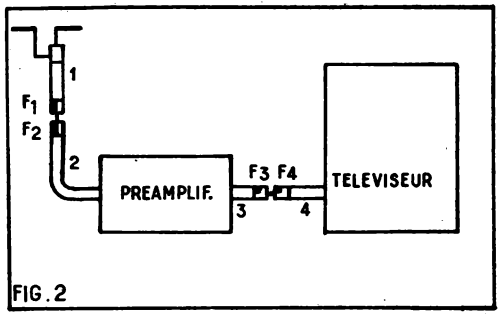


FIG.2

Ces deux connexions doivent être effectuées à l'aide de fiches coaxiales mâles et femelles identiques à celles qui servent au branchement normal de l'antenne au téléviseur.

La figure 2 montre le branchement à l'aide de ces fiches coaxiales.

Sans préamplificateur, la fiche F_1 du coaxial relié à l'antenne est connectée à la fiche F_4 du câble coaxial sortant du coffret du téléviseur ou fixée sur le panneau arrière de cet appareil.

Les deux fiches du préamplificateur qui permettent de l'intercaler dans le circuit sont disposées de façon que F_2 soit identique à F_4 et F_3 identique à F_1, cette dernière étant fixée sur le câble d'entrée du préamplificateur. Grâce à ces dispositions il sera aisé de placer le préamplificateur entre antenne et téléviseur sans modifier l'installation primitive.

Utilisation de l'émission TV.

On se servira de l'émission au moment de la transmission des mires et du son à une seule note (donc avant la transmission de la musique).

Le préamplificateur aura été vérifié avec soin préalablement. Sauf en ce qui concerne l'accord des circuits L_1 L_2, L_3, L_4, L_5 et L_n, le préamplificateur est considéré comme étant correct.

Assurons-nous d'abord que l'installation fonctionne sans préamplificateur. Pour cela, réalisons le montage normal avec la liaison de la fiche F_1 de l'antenne à la fiche F_4 du récepteur TV.

Accordons correctement celui-ci de façon à avoir les meilleurs image et son.

Rappelons ce que signifie ce qualificatif dans le problème qui nous intéresse ici.

La meilleure image n'est pas celle qui est la plus « contrastée », mais celle qui, moins contrastée que le maximum possible, est de la meilleure qualité au point de vue des détails de petites dimensions.

Sur la mire, on trouve des petits carrés dans lesquels ont été tracés des traits verticaux marqués 450, 500, 600, 700, etc. Il s'agit d'obtenir la visibilité des traits les plus rapprochés donc correspondant au nombre le plus élevé. La plupart des téléviseurs permettent de voir distinctement les traits 700 au moins. D'autres font voir les traits 750 ou encore mieux.

En ce qui concerne le son, le « meilleur » son correspond au son le plus fort.

Il est par conséquent très facile de trouver le meilleur réglage d'un téléviseur, c'est celui qui permet d'obtenir le maximum de puissance sonore en agissant sur le petit condensateur variable qui accorde l'oscillateur.

Si le téléviseur a été bien réglé par son constructeur, au son le plus puissant correspondra l'image de la meilleure qualité.

Réglage général.

Intercalons le préamplificateur entre l'antenne et le téléviseur. Si le préamplificateur est assez près de l'accord correct, le son et l'image seront transmis par lui, et le son et l'image pourront être plus faibles que dans le branchement direct.

Il conviendra alors de régler les accords de L_1 L_2 et L_3 L_4 pour obtenir la « meilleure image » mais *non le maximum de son.*

Voici la cause de cette différence entre le mode de réglage du téléviseur et celui du préamplificateur.

Lorsqu'on règle le téléviseur, qui est à montage superhétérodyne comme c'est le cas de tous les appareils modernes, on agit sur l'accord de l'oscillateur de façon que la HF son accordée sur f_s soit transformée en MF son accordée sur f_{ms}, l'oscillateur étant accordé sur f_h, on a, par exemple :

$$f_{ms} = f_s - f_h$$

Ainsi, pour l'émission de Paris canal 8*a*, f_s = 174, 1 MHz ; f_1 = 185,25 MHz. Si l'on prend f_{ms} = 26,6 MHz, on obtient $f_m = f_s - f_{ms}$ = 174,1 — 26,6 = 147,5 MHz

Pour l'image, on sait que l'émetteur ne transmet pas les deux bandes latérales intégralement, mais une seule en entier et l'autre partiellement.

Ainsi dans le cas de l'émission de Paris, la bande latérale transmise intégralement s'étend sur 10 MHz environ, entre 185, 25 MHz et 175,25 MHz.

Si la MF image est accordée sur une bande de 10 MHz, les limites de cette bande sont :

f_{m1} = 185,25 — 147,5 = 37,75 MHz.

Et f_{m1} = 175,25 — 147,5 = 27,75 MHz.

Il en résulte que lorsqu'on accorde l'oscillateur sur 147,75 MHz, on obtient exactement la MF son porteuse f_{ms}, donc le son le plus puissant et la bande MF image de 27,75 à 37,75 MHz, dont le milieu est 32,75 MHz, alors que l'image la plus contrastée est obtenue par une fréquence MF médiane proche de f_{m1} = 37,75 MHz.

Pour le préamplificateur, il en est différemment. En effet, la bande passante du préamplificateur est centrée sur la fréquence médiane comprise entre f_1 et f_s, ce qui donne :

$$f_0 = \frac{f_1 + f_1}{2} = \frac{185{,}25 + 174{,}1}{2}$$

ou f_0 = 179,675 MHz, pratiquement 180 MHz. A cette fréquence d'accord, le son n'est pas reproduit le plus puissamment car le maximum correspondrait à f = 174,1 MHz. Il en est de même de l'image qui n'est pas la plus contrastée, le maximum de contraste correspondant à f proche de 185,25 MHz.

On réglera, par conséquent, L_1 L_2 et L_3 L_4 de manière à obtenir un son plus puissant que sans préamplificateur, mais pas le plus puissant et une image plus contrastée, tout en conservant la qualité des détails.

On réglera ensuite L_5 suivant les mêmes recommandations. Ce réglage est d'ailleurs très flou et il suffira de rechercher la position du noyau donnant le maximum de puissance et de contraste.

Réglage de la neutralisation.

Reste le réglage de la bobine de neutralisation (ou neutrodynage) L_n. Cette bobine doit s'accorder sur la fréquence du signal à recevoir avec la capacité grille-plaque de la lampe.

La fréquence d'accord se situe donc vers 180 MHz et si l'on accorde sur cette fréquence le neutrodynage, ne sera valable qu'à cette fréquence uniquement.

En réalité les choses sont beaucoup plus favorables pour le réalisateur car les circuits étant très amortis, il y a peu de tendance à l'instabilité et le plus souvent le montage de la bobine L_n s'avère superflu.

Supposons toutefois qu'il y ait oscillation à une fréquence *f* de la bande à transmettre. Il suffira de régler le noyau de la bobine L_n jusqu'à disparition de cette oscillation.

Si aucune oscillation ne se manifeste, on pourra accorder L_n suivant la méthode ci-après.

1° Intercaler dans le fil de la grille de V_2 un générateur accordé sur le milieu f_o de la bande à transmettre.

2° Connecter aux bornes de L_2 un indicateur de sortie.

3° Régler L_n de manière que l'indicateur marque le minimum de tension aux bornes de L_2.

Le principe de ce réglage est basé sur le fait qu'à la résonance le circuit L_n C_{gp} a une impédance maximum (elle serait infinie si aucune perte n'existait).

Dans ces conditions, si le générateur applique un signal à la grille de V_2 cette lampe fonctionne comme une sorte de cathodyne HF avec entrée à la grille et sortie à la plaque et à la cathode. Seule cette dernière sortie nous intéresse ici. Le signal partant de la cathode de V_2 passe au circuit L_2 à travers L_n C_{gp}. Il est donc minimum aux bornes de L_2 lorsque l'impédance de L_n C_{gp} est maximum.

Si l'on ne possède pas d'appareil de mesure on procédera comme suit :

1° Réaliser un second bobinage L'_1 L'_2 identique au bobinage L_1 L_2 et intercaler L'_2 dans le fil de grille de V_2.

2° Connecter l'antenne à la bobine L'_1.

3° Réaliser un autre bobinage L'_3 L'_4 identique au bobinage L_3 L_4 et le monter à la place de L_1 L_2 à l'entrée, circuit grille de V_1.

4° Connecter L'_4 à l'entrée du récepteur à la place de L_4.

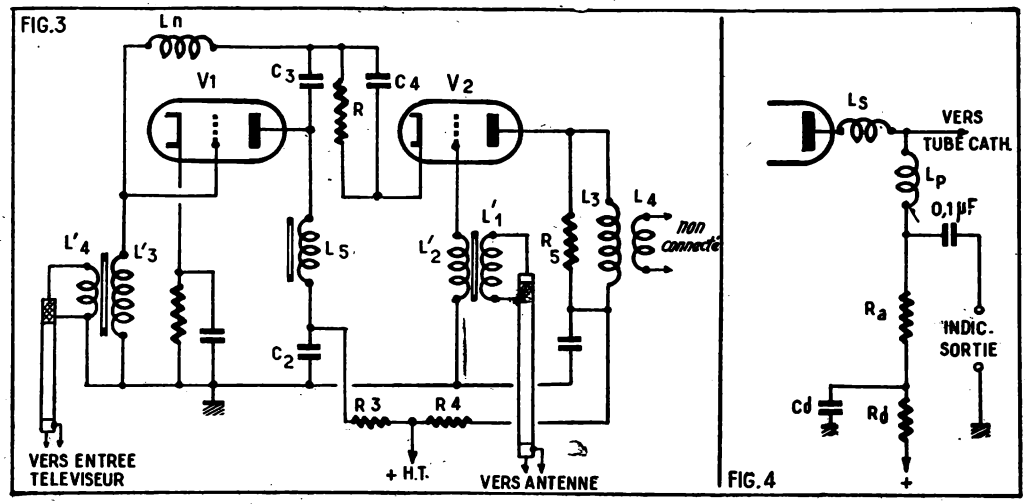
5° Accorder L_n jusqu'à obtention d'un minimum de son et de contraste d'image (*voir fig.* 3).

Cette méthode est forcément imprécise théoriquement, car on n'utilise pas un signal à fréquence déterminée (180 MHz dans notre exemple), mais toute une bande de fréquences. En pratique, toutefois on réussit après quelques essais à bien régler la bobine L_n. Comme nous l'avons dit, il est souvent inutile de la régler.

Après cette mise au point, on rétablira le montage primitif et on acordera à nouveau L_1 L_2 et L_3 L_4, ainsi que L_5 si nécessaire.

Emploi des appareils de mesure.

On branche le générateur VHF, accordé sur la fréquence médiane f_o de la bande à la place de l'antenne, donc aux bornes de L_1 (*ftg.* 1). La bobine L_4 est toujours connectée au téléviseur car l'indicateur de sortie n'est pas relié aux bornes d'un



circuit HF ou MF. On le branchera entre la plaque de la dernière lampe vidéo-fréquence et la masse suivant le schéma de la figure 4.

Il faut que l'indicateur fonctionne à la fréquence à laquelle on module la VHF fournie par le générateur. Cette fréquence est 400, 500, 800 ou 1.000 Hz et tout bon contrôleur universel, position voltmètre alternatif, sensibilité 0 à 100 V réagira à cette basse fréquence.

Il ne restera plus qu'à régler L_2, L_4 et L_5 pour obtenir le maximum de déviation de l'aiguille du contrôleur tandis que la bobine L_n sera réglée comme il a été indiqué plus haut.

Réglage de la largeur de bande.

Il est nécessaire, dans le cas de la réception d'un canal français que la largeur de bande globale du préamplificateur soit telle que les signaux aux fréquences porteuses HF, f_i (image) et f_s (son) ne soient pas affaiblis.

Pratiquement la bande doit être large de plus de 14 MHz avec fréquence médiane, f_o calculée comme indiqué plus haut, et on a vu dans le cas du canal 8*a* que f_o = 180 MHz environ et la bande de 16 MHz par exemple, s'étendra de 180 — 8 = 172 MHz, jusqu'à 180 + 8 = 188 MHz.

Si, après accord des circuits L_1 L_2, L_3 L_4, L_5 et L_n, l'image est aussi bonne que celle obtenue sans préamplificateur, on a la preuve que la bande de ce dernier est suffisamment large. Il se peut même qu'elle soit trop large et dans ce cas, l'image n'est pas améliorée tandis que la gain du préamplificateur est réduit.

Si la bande du préamplificateur est trop faible, on pourra constater, malgré l'accord correct et le gain plus élevé qu'il procure, un affaiblissement du son, et un manque de détails. Ainsi, si précédemment on distinguait les traits marqués 700 avec préamplificateur à bande de largeur insuffisante, on ne distingue plus que les traits marqués 500, par exemple, ou encore moins.

Il se peut aussi que l'image devienne instable, les signaux de synchronisation n'étant pas transmis convenablement.

De ce qui précède, on déduit qu'il est nécessaire que la bande du préamplificateur soit exactement réglée de façon qu'elle ne soit ni trop étroite, ni trop large.

Sur le montage de la figure 1, deux circuits ont une influence sur la largeur de bande : L_1 L_2 et L_3 L_4.

D'une manière générale, la largeur de bande due à un circuit est donnée par la relation :

$$B = \frac{1.000.000}{2\pi RC}$$

avec B en MHz, R en ohms, et C en picofarads.

Exemples : R = 1.000 Ω, C = 10 pF. On a :

$$B = \frac{1.000.000}{6,28 \times 1.000 \times 10} = \frac{100}{6,28} = 15,9 \text{ MHz.}$$

Dans le circuit L_1 L_2, la bande dépend de l'ensemble des résistances R qui existent aux bornes de L_2 et des diverses capacités de la somme C, existant aux bornes de L_2.

La capacité est de l'ordre de 10 pF et R de 1.000 Ω d'où B = 15,9 MHz.

Il en est de même du circuit de sortie et l'ensemble des deux circuits donne lieu à une bande globale plus petite. Avec la valeur de B de 15,9 MHz, elle sera de l'ordre de 10 MHz, ce qui est insuffisant.

La mise au point se fera en montant aux bornes de L_2 et de L_3 des résistances égales de valeur de plus en plus faibles jusqu'à obtention de la qualité d'image désirée.

On commencera par 20 kΩ, et on continuera par 15 kΩ, 10 kΩ, 3 kΩ, 2 kΩ.

Lorsque l'image sera bonne avec une valeur déterminée ainsi, par exemple 5 kΩ, on montera des résistances plus élevées, par exemple 6, 7, 8, 9 kΩ pour s'assurer que l'amplificateur n'a pas été trop amorti.

Signalons que les résistances montées dans les circuits à très haute fréquence jusqu'à 250 MHz doivent être de qualité spéciale et conserver leur valeur à ces fréquences.

Une résistance qui ne convient pas peut changer de valeur dans des proportions considérables aux fréquences élevées. Remarquons toutefois que la puissance de ces résistances peut être la plus réduite, 1/8 watt suffit.

Montage neutrode.

Un excellent préamplificateur peut-être réalisé avec une seule triode montée en neutrode. Il s'agit en réalité du montage de la première lampe de cascode.

La réalisation pratique en est donnée par le schéma de la figure 5. Les modifications par rapport au premier étage du cascode ont été effectuées dans le circuit de plaque qui reçoit les bobines L_3 L_4 qui étaient précédemment dans celui de la plaque de V_2.

Dans le montage cascode, la première triode n'amplifie pas, car son circuit de

plaque est très amorti par le circuit cathode de la seconde lampe.

Il n'en est plus ainsi dans le neutrode, car dans son circuit de sortie les bobines L_3 L_4 sont amorties modérément comme celles d'entrée.

Si l'on emploie la même lampe que dans les montages de la figure 1, les valeurs des éléments marqués du même indice, R_1,

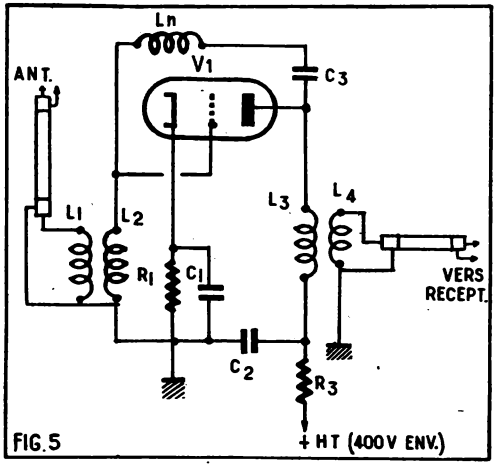


FIG. 5

R_3, C_1, C_2 et C_3 restent inchangées à condition que la haute tension soit, elle aussi, la même.

Avec la plupart des lampes, elle est de 100 V à 25 V. La méthode est plus simple à réaliser que pour le cascode, mais sa stabilité est moindre.

Cela se comprend aisément en comparant les deux schémas des figures 1 et 5. Dans celui du cascode, figure 1, il y a entre les deux circuits accordés L_1 L_2 et L_3 L_4, un circuit L_5 intermédiaire à bande très large, donc fortement amorti, qui réduit la réaction du circuit de sortie sur celui d'entrée. Dans le neutrode, figure 5, les deux circuits accordés à bande de largeur modérée sont couplés par la capacité grille-plaque C_{gp} qui est relativement élevée dans une triode d'où la nécessité de neutrodyner par la bobine L_n. Dans le neutrode, cette bobine est beaucoup plus nécessaire que dans le cascode et le neutrodynage doit être plus précis.

Mise au point du neutrode.

Après avoir mesuré les tensions aux divers points, c'est-à-dire environ 100 V à la plaque et au point commun de C_2 et R_3, quelques volts ou fractions de volt à la cathode de V_1, zéro volt à la grille, on procédera à l'accord des circuits L_1 L_2 et L_3 L_4 en effectuant les mêmes montages des entrées et sorties que pour le cascode.

On accordera d'abord L_3 L_4 et ensuite L_1 L_2 en tenant compte des définitions des qualités d'image et de son données à propos du cascode.

En cas d'oscillation due au fait que la bobine de neutralisation L_n n'a pas été encore réglée, on amortira L_2 ou L_3 ou les deux jusqu'à stabilité parfaite, à l'aide de résistances montées provisoirement (valeurs de 20 kΩ à 1 kΩ).

L'accord étant obtenu, régler L_n pour la meilleure stabilité. Plus précisément, ce réglage peut s'effectuer avec un générateur et un indicateur, la lampe étant montée à l'envers comme on l'a fait pour le cascode.

Voici le détail de ce procédé appliqué au neutrode.

1° Réaliser des bobines L'_1 L'_2 identiques à L_1 L_2 et L'_3 L'_4 identiques à L_3 L_4.

2° Monter L'_3 L'_4 à la place de L_2 L_1 et L'_1 L'_2 à la place de L_4 L_3.

On n'a pas utilisé les bobines primitives à cause des fiches qui sont de « signes » opposés à ceux qui conviennent.

On pourra aussi laisser en place les bobines L_1 L_2 et L_3 L_4, mais permuter les fiches, celle de L_4 étant branchée à L_1 et réciproquement.

3° Brancher le générateur aux bornes du secondaire du transformateur de sortie (circuit plaque) de V_1.

4° Brancher le primaire du circuit d'entrée au câble coaxial d'entrée du téléviseur et l'indicateur à la VF comme le montre la figure 4.

5° Régler L_n jusqu'à obtention du *minimum* de déviation.

On pourra aussi connecter un voltmètre électronique directement aux bornes du circuit de grille de V_1 suivant les indications données pour le cascode.

Préamplificateur « grille à la masse ».

Le montage grille à la masse qui constitue le second étage du cascode peut être également utilisé seul comme préamplificateur. Son schéma est donné par la figure 6.

Le câble coaxial venant de l'antenne est connecté à son primaire L_1 couplé au secon-

daire L_2 accordé par l'ensemble des capacités parasites et une petite capacité ajustable C_1 de 10 pF. La cathode est reliée à la sortie de la bobine L_2, ce qui permet l'adaptation de 3 circuits : celui d'antenne à faible impédance de 75 Ω, celui d'accord à impédance moyenne et celui de cathode à impédance réduite.

La grille est à la masse et le circuit plaque est identique à celui du montage précédent.

On réalise les transformateurs L_1 L_2 et L_3 L_4 comme pour les montages cascode et neutrode. Les branchements de l'entrée et de la sortie s'effectuent à l'aide de câbles et fiches, ces dernières n'étant plus indiquées sur les figure 5 et 6. La mise au point de ce circuit est classique et s'effectuera soit avec appareils de mesure, soit à l'aide de l'observation de la mire. On placera la prise sur L_2 à environ le quart de la totalité des spires de cette bobine à partir de la masse.

Il n'y a pas de neutralisation car dans le montage avec grille à la masse de la figure 6, la grille sert d'écran entre les circuits d'entrée et de sortie, ce qui évite leur couplage par la lampe.

Par contre, on évitera le couplage magnétique de L_1 L_2 et L_3 L_4 à l'extérieur de la lampe en éloignant ces transformateurs

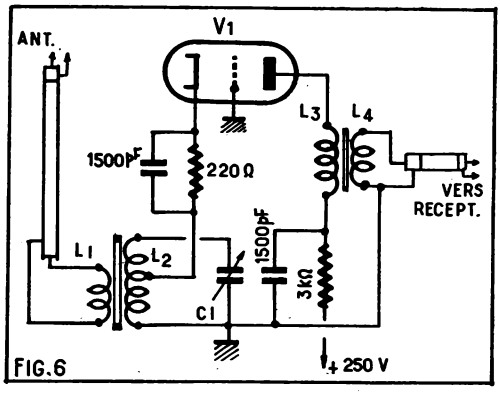


FIG.6

l'un de l'autre, ou en les orientant convenablement. La tendance à l'oscillation du préamplificateur avec grille à la masse est d'ailleurs freinée par la faible impédance du circuit d'entrée.

Préamplificateur modifié.

Comme le gain de ce dispositif triode est faible, on a cherché à le modifier en vue de profiter également de la présence de la grille.

Nous donnons à la figure 7 la partie modifiée du montage grille à la masse. Ici, la grille est reliée à une extrémité de L_2, la cathode à l'autre et la masse à la prise qui se situe à environ un quart de nombre des spires de L_2 à partir de l'extrémité reliée à la grille. Il reste de ce fait peu de

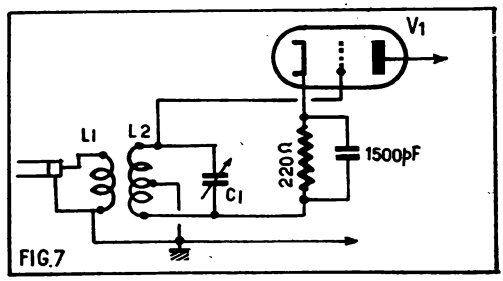


FIG.7

spires du côté grille et l'amortissement est grand. Ce montage est recommandable surtout pour les canaux de la bande 1. La lampe qui convient aux préamplificateurs des figures 5, 6 et 7 est la ECC85, un seul élément.

Noter que le schéma figure 7 convient également pour un préamplificateur à placer devant un récepteur à FM (modulation de fréquence).

Pour cette application qui peut intéresser certains lecteurs désirant augmenter le gain de leur récepteur FM, les caractéristiques des transformateurs L_1 L_2 et L_3 L_4 sont les suivantes :

L_1 = 2 spires, fil isolé sous synthétique de 1 mm de diamètre, à disposer entre les spires de L_2 côté cathode.

L_2 = 7 spires, fil sur 1 mm, prise de masse à 0,5 spire de la grille. Ecartement égal au diamètre du fil de L_1.

Bobinage sur tube de 8 mm de diamètre.

Le transformateur L_3 L_4 est identique à L_1 L_2 avec L_3 remplaçant L_2 et L_4 remplaçant L_1. Pas de prise. Monter L_4 entre les spires de L_3 à partir du côté + HT.

Les circuits s'accordent avec des capacités ajustables de 10 pF et les noyaux de ferrite des bobinages.

Pour la FM, on élargira la bande en accordant L_1 L_2 et L_3 L_4 sur des fréquences différentes, par exemple le premier sur 90 MHz et le second sur 94 MHz.

CHAPITRE V

AMÉLIORATION DE LA BF

Enceinte acoustique.

On sait que la valeur musicale des émissions de son TV est excellente, car on transmet des bandes très larges dépassant 10 kHz.

La qualité des auditions offertes par les téléviseurs n'est pas toujours la meilleure en raison du faible diamètre du haut-parleur et de son montage dans le coffret du téléviseur où il ne trouve pas, le plus souvent, l'emplacement qui donne la meilleure qualité de son.

Il est donc tout indiqué de prévoir un haut-parleur extérieur monté dans une enceinte acoustique. Ce haut-parleur sera celui du téléviseur si l'on juge qu'il est satisfaisant ou un haut-parleur différent, dans le cas contraire.

Les téléviseurs actuels utilisent presque tous une lampe BF finale de puissance modérée. La puissance modulée fournie est généralement comprise entre 1,5 et 4 W, ce qui est largement suffisant pour la plupart des auditions d'appartement, les seules considérées ici. Voici donc des descriptions d'enceintes acoustiques pouvant recevoir un haut-parleur ainsi que des tweeters.

Enceinte acoustique pour téléviseur.

En réalité, cette enceinte est universelle, pouvant servir aussi bien pour un téléviseur que pour un radio-récepteur ou un amplificateur basse fréquence.

L'enceinte décrite, toutefois, est adaptée surtout à une puissance modérée comme celle fournie par un téléviseur. Elle pourra également servir de support pour le récepteur TV et cela est recommandé, car le spectacle complet, visuel et sonore, exige que les sons proviennent d'un endroit aussi proche que possible de l'écran lumineux.

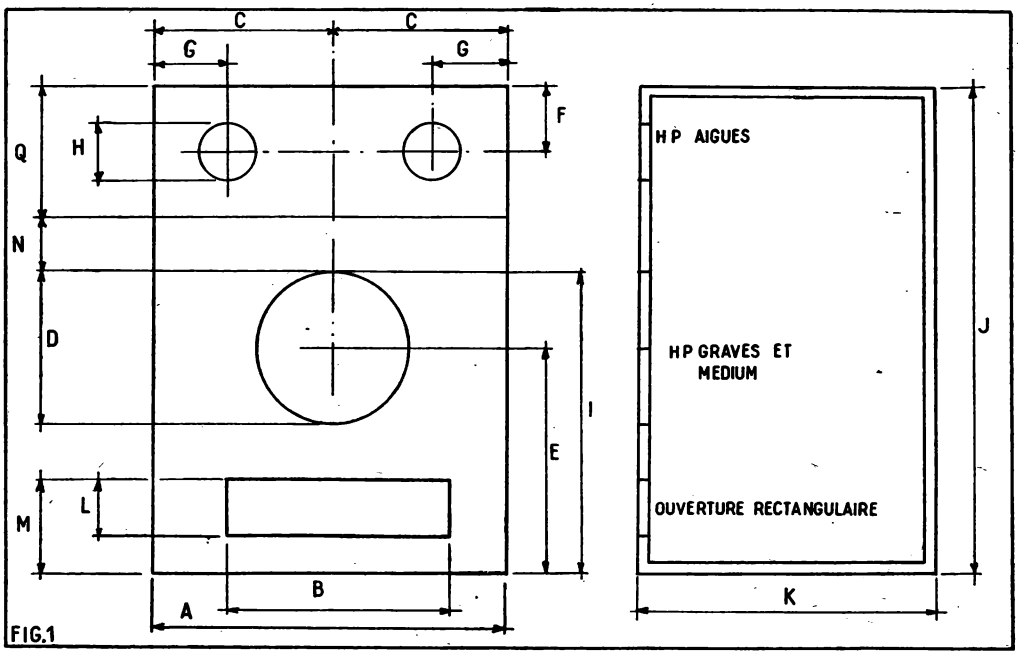


FIG.1

Rappelons que la directivité sonore se manifeste plus particulièrement aux fréquences élevées. Si l'on prévoit des tweeters (petits haut-parleurs reproduisant les notes aiguës), ceux-ci seront placés sur la partie supérieure aussi près que possible de l'écran. Le grand haut-parleur sera disposé au-dessous de ces petits reproducteurs. La figure 1 donne des indications sur la construction d'une enceinte acoustique répondant à ces conditions.

Pratiquement, il s'agit de monter une caisse en bois dont la hauteur est J, la profondeur K et la largeur A. Cette caisse est *complètement fermée*, sauf aux 4 orifices indiqués sur le croquis de gauche de la figure 1 représentant le panneau avant.

Le croquis de droite représente le coffret vu latéralement, ce qui permet de voir que sa profondeur est K.

On placera le grand haut-parleur, destiné à la reproduction des basses et du médium derrière l'orifice circulaire de diamètre D, tandis que les deux tweeters sont placés derrière les petits trous de diamètre H.

En bas, on a prévu une ouverture rectangulaire large de B cm et haute de L cm.

L'emplacement des ouvertures est déterminé par les autres cotes indiquées sur la figure 1.

Voici les valeurs numériques de ces dimensions pour un haut-parleur dont le diamètre D est de 25 cm.

A = largeur du coffret = 600 mm ; B = largeur de l'ouverture rectangulaire = 30 mm ; C = demi-largeur du coffret = 300 mm ; D = diamètre de l'ouverture du HP grand modèle = 250 mm ; E = hauteur du centre de l'orifice du HP = 400 mm ; F = distance de l'axe des centres des ouvertures des tweeters à la partie supérieure = 100 mm ; H = diamètre de ces ouvertures : suivant les diamètres des tweeters ; G = distance des centres des ouvertures aux parois latérales = 100 mm ; I = E + D/2 = 400 + 125 = 525 mm ; J = hauteur totale = 800 mm.

Il est évident qu'il s'agit ici des dimensions intérieures du coffret et de ce fait, la hauteur, la profondeur et la largeur *extérieures* seront augmentées de deux fois l'épaisseur des planches de bois.

Cette épaisseur ne doit pas être inférieure à 20 mm.

Le haut-parleur grand modèle aura un diamètre de 250 mm et on disposera un baffle carré entre ce haut-parleur et l'ouverture, le diamètre de l'ouverture circulaire du baffle ayant une valeur inférieure de 10 ou 20 mm à D afin de permettre la fixation du haut-parleur à l'aide de vis.

En aucun cas on ne fixera le haut-parleur directement sur l'enceinte acoustique.

Il en sera de même des deux tweeters.

Les diamètres H seront égaux à ceux des tweeters.

Nous conseillons l'emploi de modèles dynamiques à aimant permanent dont le montage est le plus simple.

La caisse en bois sera réalisée par collage et non à l'aide de clous ou de vis.

Le bois sera du contre-plaqué assemblage par tasseaux de bois. Des planches en agglomméré sont également recommandées comme l'isorel, par exemple.

Extérieurement, l'enceinte pourra être recouverte de matériau plastique sous forme de bandes collantes ou collées, ou encore de formica ou de revêtements analogues. En tout cas, l'ensemble doit être *très rigide* et ne donner lieu à aucune vibration.

Il est évident que seuls les amateurs ayant une bonne pratique du travail du bois pourront entreprendre la construction de cette enceinte. Les autres auront intérêt à confier ce travail à un spécialiste.

Simplifications.

Le montage précédent peut être simplifié de plusieurs manières. On peut supprimer complètement le fond, c'est-à-dire le panneau arrière.

Dans ce cas, l'ouverture rectangulaire du panneau avant doit être également supprimée.

Une autre simplification, indépendante de la précédente, consiste dans la suppression des emplacements des tweeters. Il est alors possible de réduire la hauteur de l'enceinte de la dimension Q = 200 mm, ce qui réduira la hauteur à 600 mm. Remarquons toutefois que plus l'enceinte est de grandes dimensions, meilleure est la reproduction sonore aux fréquences basses.

Les deux simplifications sont cumulatives, ce qui signifie que l'on peut supprimer à la fois le fond de l'enceinte et la partie supérieure destinée aux tweeters.

Ces derniers pourront être montés sans aucun inconvénient dans l'ébénisterie du téléviseur, à la place du haut-parleur normal. Cette disposition est excellente et augmentera l'impression que les sons proviennent de points proches de l'image. Un seul tweeter sera suffisant si la puissance exigée est modérée.

Enceinte triangulaire.

Au lieu d'une enceinte dont la section horizontale est rectangulaire, on peut adopter une enceinte de volume plus réduit, pouvant se placer dans un angle et dont la section horizontale sera en forme de triangle rectangle.

Partant d'une enceinte ayant le panneau avant identique à celui de la figure 1

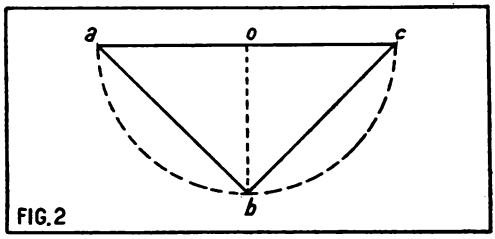


FIG.2

(gauche) on le montera avec deux panneaux arrière, de sorte que la section aura la forme de la figure 2.

La largeur du panneau avant étant *ac*, il est facile de trouver les dimensions $ab = bc$ et *ac*.

En effet, on a : $ab^2 + bc^2 = ac^2$, et comme $ab = bc$, il vient $2\,ab^2 = ac^2$.
et par conséquent :

$$ab = \frac{a\,c}{\sqrt{2}} = 0{,}707 \times ac$$

car l'inverse de $\sqrt{2} = 1{,}414$ est 0,707.

Dans notre cas, $ac = 600$ mm, d'où $ab = ac = 0{,}707 \times 600 = 424{,}2$ mm.

Ou, en arrondissant : $ab = bc = 424$ mm.

Avec cette enceinte, il est impossible d'effectuer la suppression du fond et seule la simplification portant sur la hauteur est possible.

L'enceinte à section horizontale triangulaire se prête moins bien comme table de téléviseur, car tous les téléviseurs sont rectangulaires, mais cette réalisation est excellente si elle doit servir comme seconde source de sons dans les montages stéréophoniques auxquels la télévision est actuellement associée dans certains programmes.

Enceinte ultra-reflex.

Les amateurs sachant bien travailler le bois ou bénéficiant de l'aide d'un spécialiste, pourront réaliser l'enceinte ultra-reflex inspirée de celle de Jensen, qui est destinée plus particulièrement à recevoir un haut-parleur de grandes dimensions, 30 à 36 cm. Elle convient surtout aux téléviseurs dont l'étage final BF fournit plus de 5 W modulés.

La figure 3 donne la coupe de cette enceinte qui, visiblement, est logeable dans une encoignure. Cette dernière renforcera l'effet. acoustique obtenu à l'aide des deux sorties d'air latérales, placées à l'arrière alors que dans l'enceinte de la figure 1, la sortie était à l'avant.

Examinons d'abord la coupe horizontale de la figure 3 qui montre que deux montages distincts sont réunis dans cette enceinte.

Le premier comprend le panneau avant de largeur 2 L + 2 K (K est l'épaisseur des panneaux). Ce panneau soutient le haut-parleur placé derrière l'ouverture convenable comme il sera indiqué plus loin.

Perpendiculairement à ce panneau sont disposés deux panneaux latéraux de lar-

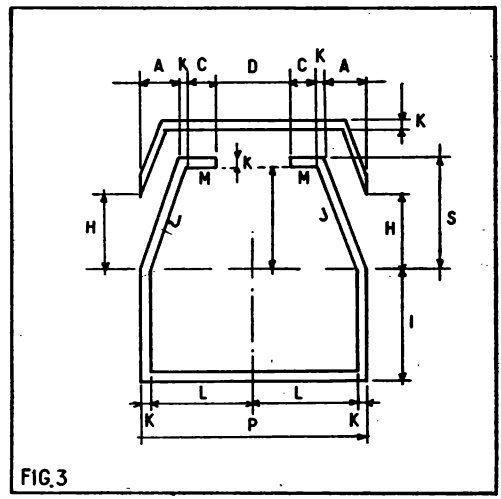


FIG.3

geur I se prolongeant par les panneaux J et les panneaux M, ces derniers étant parallèles au panneau avant.

La seconde partie se compose d'un panneau de fond parallèle au panneau avant et aux panneaux M et de deux parois obliques. Les dimensions de cette seconde partie sont indiquées sur la figure 4 afin de ne pas surcharger la figure 3. Voici les valeurs numériques pour la première partie :

Panneau avant, largeur totale : P = 2L + 2K = 520 mm ; K = 20 mm, ce qui laisse 480 mm pour la dimension intérieure de la largeur du panneau avant.

La profondeur I = 20 mm et N = 190 mm.

Les côtés J seront épais de K = 20 mm et inclinés par rapport aux panneaux latéraux de façon que l'on ait A = 60 mm environ et S = 150 mm environ.

Les petits panneaux M seront larges de C = 50 mm environ. Passons maintenant à la seconde partie représentée en coupe sur la figure 4.

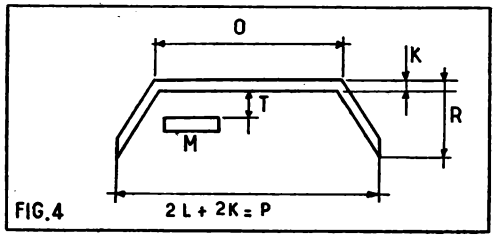


FIG.4

On prendra : Q = 420 mm ; P = 520 mm ; et R = 150 mm. Lorsque les deux parties seront disposées correctement, on devra mesurer une distance de T = 50 à 60 mm par rapport aux petits panneaux M et les parties obliques seront parallèles comme on le voit sur la figure 3.

Il n'est pas nécessaire que l'on reproduise ces dimensions avec une précision absolue, l'essentiel étant que la forme indiquée des différentes parties soit respectée dans ses grandes lignes.

La réunion des deux parties s'effectuera à l'aide des deux planches horizontales,

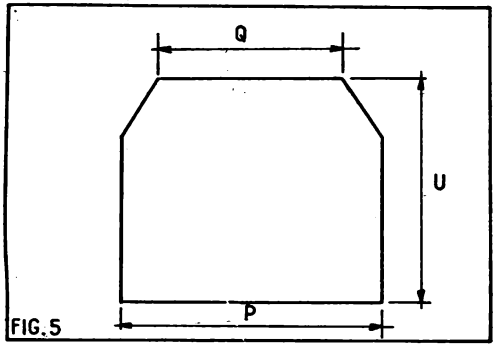


FIG.5

l'une supérieure et l'autre inférieure, toutes deux ayant la forme qu'indique la figure 5, avec, approximativement, P = 520 mm, Q = 420 mm et L1 = 460 mm. La hauteur de l'enceinte est V indiquée sur la figure 6. On a : V = 700 mm, W = V/2 = 350 mm, P = 520 mm et = P/2 = 260 mm, ce qui détermine le centre de l'ouverture circulaire de diamètre D égal à celui du haut-parleur.

Comme recommandé plus haut, on interposera un baffle en matière agglomérée entre le haut-parleur et le panneau avant. Le trou du baffle sera évidemment plus petit que celui du saladier du haut-parleur, permettant de visser celui-ci sur cette pièce intermédiaire.

La hauteur des autres panneaux latéraux et arrière sera la même, V = 700 mm. En résumé, après montage, on aura obtenu un coffret ayant un « haut » et bas de la forme indiquée par la figure 5, haut de 700 mm, avec un panneau avant percé de l'ouverture du haut-parleur comme celui de la figure 6 et présentant latéralement des ouvertures dont la coupe horizontale est visible sur la figure 3.

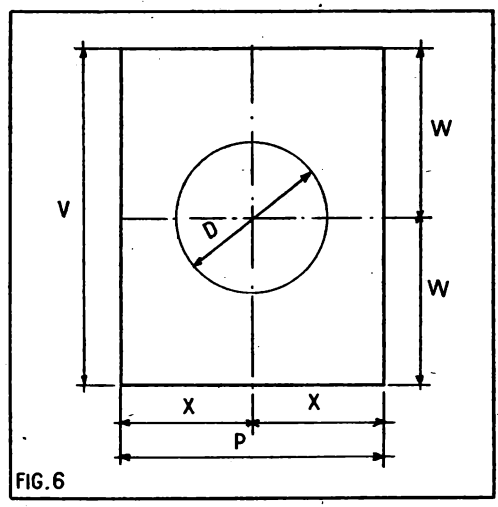


FIG.6

Adaptation des enceintes aux haut-parleurs.

Il est particulièrement difficile pour un amateur d'adapter l'enceinte à son haut-parleur car ce dernier ne peut être modifié, ce qui oblige à modifier l'enceinte, travail impossible à entreprendre par un non-spécialiste.

En pratique, deux solutions sont à la portée de l'utilisateur : choisir le haut-parleur qui convient le mieux à l'enceinte dont on dispose, ou adapter l'amplificateur à l'ensemble HP-enceinte.

Le choix du haut-parleur n'est possible que si le revendeur veut bien permettre à son client l'essai de plusieurs modèles différents.

Il s'agit généralement de déterminer la fréquence de résonance basse du haut-

parleur qui, avec celle de l'enceinte, permet d'obtenir aux fréquences basses, une reproduction aussi linéaire que possible jusqu'à 30 Hz ou même 20 Hz, sans qu'il y ait suramplification à l'une des fréquences basses, c'est-à-dire à une fréquence inférieure à 100 Hz.

Ainsi, si les deux éléments du montage, HP et enceinte, ont la même fréquence de résonance aux fréquences basses, le résultat sera désastreux, produisant un bruit de tonneau absolument désagréable.

La réalisation d'une enceinte acoustique est donc pleine d'aléas et seuls ceux qui ont le goût de la mise au point et le temps nécessaire pourront entreprendre leur construction et leur adaptation pour obtenir la meilleure reproduction possible avec le modèle choisi.

La meilleure solution est toujours de faire appel à un spécialiste qui aura étudié l'ensemble proposé et offrira à l'utilisateur un reproducteur qui sera exempt des défauts mentionnés plus haut.

Voici, pour les utilisateurs ne disposant que de peu de temps, un modèle d'enceinte ultra-économique et donnant d'excellents résultats dans de nombreux cas.

Enceinte ultra-économique.

Cette enceinte ne coûte pratiquement rien et ne demande que quelques dizaines de minutes de travail.

Malgré ces avantages, les résultats qu'elle donne sont parfois aussi bons que ceux fournis par des enceintes compliquées et chères.

Le matériel est à la portée de tous les possesseurs d'un téléviseur : c'est la grande boîte d'emballage en carton très fort dans laquelle a été livré l'appareil ou une boîte de réfrigérateur ou de machine à laver.

Les dimensions sont importantes : Hauteur : 700 à 1.000 mm, largeur : 600 à 800 mm, profondeur : 400 à 800 mm.

Cette enceinte ne peut convenir que si le carton est extrêmement rigide.

Sur le panneau avant on pratiquera des ouvertures comme celles indiquées sur la figure 1, avec ou sans ouvertures de tweeters. L'enceinte sera donc fermée partout sauf sur le devant, et le haut-parleur sera disposé derrière l'orifice circulaire.

Nous ne donnons pas de valeurs numériques pour les dimensions, celles de la boîte d'emballage n'étant pas précisées.

A titre indicatif, on pourra placer le haut-parleur juste au milieu du panneau avant, l'ouverture rectangulaire à 200 mm du bord inférieur du haut-parleur et les deux tweeters le plus haut possible.

Cette boîte facilement transformée en enceinte acoutique, les résultats obtenus sont parfois surprenants en raison de l'absence de résonance du carton dont elle est constituée.

Montage des tweeters seuls.

Une autre amélioration du son-TV réside dans une meilleure reproduction des sons à fréquence élevée en adjoignant des tweeters au haut-parleur incorporé du téléviseur.

Nous supposons que ce haut-parleur est excellent pour le médium et les basses et ne donne pas toute satisfaction aux aiguës.

Les tweeters ne nécessitent pas d'enceinte acoustique ni de coffret spécial.

On trouve dans le commerce des petits coffrets pour haut-parleur supplémentaire ou pour haut-parleur d'interphone qui conviendrait très bien aux tweeters. Souvent, il est possible de les loger dans le coffret du téléviseur, mais dans ce cas, leur emplacement doit être tel que les sons émis se dirigent vers l'utilisateur et non pas vers le haut ou à droite ou à gauche car l'effet auditif est beaucoup plus prononcé aux fréquences élevées. On les montera, par conséquent, sur le panneau avant du coffret.

Montage électrique des haut-parleurs.

Lorsque le haut-parleur utilisé dans l'enceinte est celui du téléviseur, aucun problème de branchement ne se pose. Il suffit de prolonger suffisamment les fils de liaison, en intercalant si on le désire, une fiche à deux contacts.

Remarquer que l'appareil ne devra jamais être en état de marche sans qu'un haut-parleur soit branché à la sortie de l'étage final sinon la lampe finale pourrait s'abîmer.

Dans les autres cas, il est nécessaire que les organes extérieurs de reproduction, haut-parleurs et tweeters soient connectés correctement à la sortie BF sinon la musicalité pourrait diminuer de qualité.

Plusieurs cas sont à considérer et nous allons les étudier successivement.

Haut-parleur extérieur supplémentaire.

Etant supplémentaire, ce haut-parleur ne remplacera pas celui du téléviseur, mais lui sera adjoint.

Pour le choisir, on commencera par relever le type du haut-parleur existant à l'intérieur du coffret. Il est indispensable de connaître l'impédance de la bobine mobile (2, 2,5, 4, 8, 15 ou 16 Ω) et le type de la lampe finale, ce qui permettra de déterminer les caractéristiques du transformateur de sortie et éventuellement celles du transformateur qui le remplacera.

Il sera également utile de connaître la puissance maximum pour laquelle le HP du téléviseur est prévu.

Le plus souvent, la lampe finale BF est une pentode de moyenne puissance dont

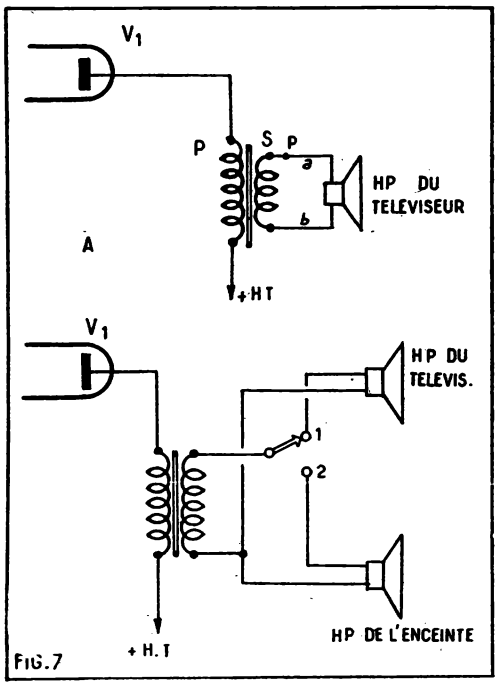


FIG.7

l'impédance de charge optimum, Z, est de 4.000 à 12.000 Ω.

Supposons que Z = 11.000 Ω et que l'impédance de la bobine mobile est de 2,5 Ω. Le rapport de transformation étant N, on a :

$$N^2 = \frac{11.000}{2,5} = 4.400$$

d'où N = 66 fois.

ce qui signifie qu'il y a 66 fois plus de spires au primaire branché à la lampe, qu'au secondaire relié à la bobine mobile du haut-parleur.

Si le haut-parleur intérieur est d'excellente qualité, ce qui est vrai avec la plupart des téléviseurs actuels, la meilleure solution consiste dans l'achat d'un second haut-parleur identique ou de mêmes caractéristiques et de plus grand diamètre. On prévoira un commutateur fixé de préférence sur le coffret du téléviseur et monté comme le montre la figure 7. Le secondaire était primitivement relié directement aux deux bornes du branchement du haut-parleur intérieur (*fig.* 7 A). Le fil *b* restera connecté tandis qu'une coupure sera faite dans le fil *a*, au point P.

Le fil *b* sera celui qui est relié à la masse tandis que le fil *a* pourrait être également relié à un circuit de contre-réaction. Dans le présent montage, la contre-réaction n'introduit aucune complication. Le commutateur I_1 (*fig.* 7 B) relie en position A le point P, côté secondaire du transformateur, à la bobine mobile du HP intérieur, ce qui rétablit le montage primitif de la figure 7 A, ou en position 2, à la bobine mobile du HP extérieur et de ce fait, le haut-parleur extérieur fonctionne seul.

Il n'est pas possible de faire fonctionner les deux haut-parleurs à la fois sans avoir à remplacer le transformateur de sortie, car si l'on montait les deux bobines mobiles en série ou en parallèle sur le secondaire, il n'y aurait plus d'adaptation d'où diminution de la puissance et de la qualité musicale. En effet, les deux bobines mobiles montées en parallèle présentent une impédance Z/2, par exemple 2,5/2 = 1,25 Ω et montées en série, une impédance 2 × 2,5 = 5 Ω.

La meilleure solution est de se procurer un autre transformateur de sortie possédant les mêmes caractéristiques que celui du téléviseur mais avec un secondaire à prises à 2,5 Ω et 5 Ω au moins, ou autres valeurs si la bobine n'est pas de 2,5 Ω.

Avec un transformateur de ce type, le montage sera effectué suivant le schéma de la figure 8. Un inverseur tripolaire à 3 directions sera nécessaire.

En position 1, la prise 2,5 Ω est reliée au point P de la bobine mobile du HP intérieur tandis que la prise commune indiquée par 0 et généralement reliée à la masse, est connectée en permanence au point Q de la bobine mobile du même HP. Dans cette position, celui-ci seul est en service et l'adaptation est correcte.

En position 2, la prise 2,5 Ω est connectée au point R de la bobine mobile du HP extérieur par l'intermédiaire de I_1 et le

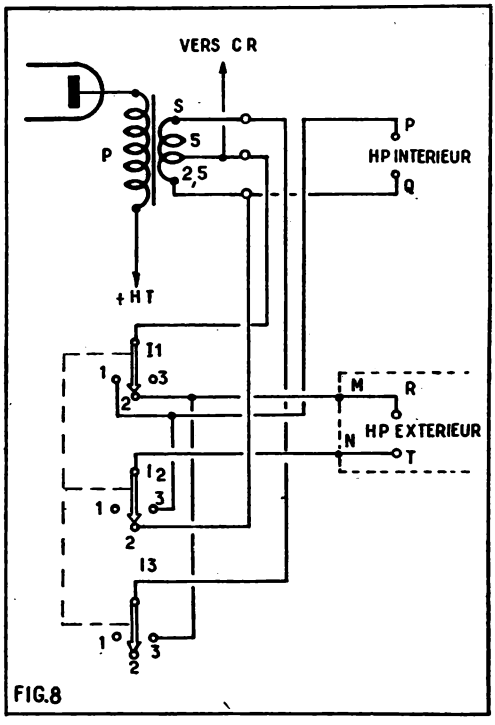


FIG.8

point T à la prise 0 du secondaire, par l'intermédiaire de I_2.

En position 3, I_3 relie le point P au point T tandis que R est relié à la prise 5 Ω par l'intermédiaire de I_3. Il est clair que dans cette position les deux bobines mobiles sont en série, l'impédance résultante est de 5 Ω, donc l'adaptation correcte également.

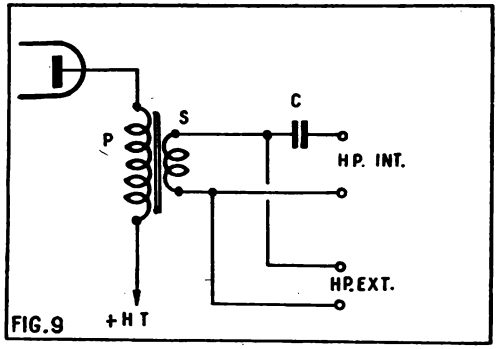


FIG.9

Remarquer que le circuit de contre-réaction, s'il existe, restera toujours connecté à la prise 2,5 Ω comme prévu par le constructeur du téléviseur.

Un pointillé sur la figure 8 indique la séparation aux points M et N des circuits du téléviseur et de ceux du haut-parleur extérieur. En ces points, on pourra disposer une fiche.

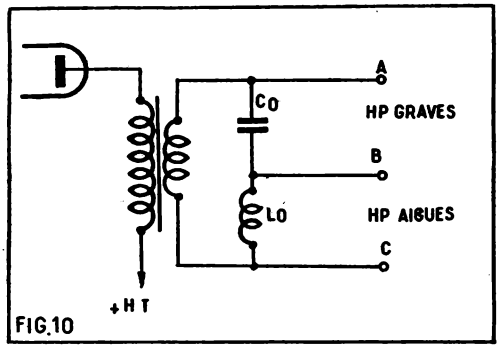


FIG.10

Comme conseillé précédemment, si le reproducteur extérieur n'est pas branché, placer l'inverseur en position 1 afin que la lampe soit chargée.

Emploi de l'un des haut-parleurs comme tweeter.

Nous avons indiqué dans un précédent paragraphe que le haut-parleur intérieur peut être employé comme tweeter en association avec le haut-parleur extérieur utilisé normalement à toutes les fréquences ou, mieux, aux fréquences basses et médium.

Un montage simple et correct consiste à brancher les deux bobines mobiles comme le montre la figure 9. On voit que le haut-parleur extérieur est monté normalement et celui du téléviseur par l'intermédiaire d'un condensateur C qui ne laisse passer que les courants à fréquence élevée.

Comme les circuits sont à basse impédance, la valeur de C est relativement élevée, de l'ordre du microfarad.

La méthode expérimentale est tout indiquée pour essayer la meilleure valeur de C en commençant par 8 μF électrochimiques et en terminant par 1 μF au papier.

On peut également empêcher les signaux aux fréquences élevées de passer vers le haut-parleur extérieur mais il est alors nécessaire de monter des filtres séparateurs. réalisés suivant le schéma de la figure 10.

Le dispositif le plus simple possible ne comporte qu'une capacité C_o et une bobine L_o qui peuvent se calculer à l'aide des formules :

$$C_o = \frac{1.000.000}{2\pi fZ} \mu F$$

$$L_o = \frac{1.000.000\ Z}{2\pi f} \mu H$$

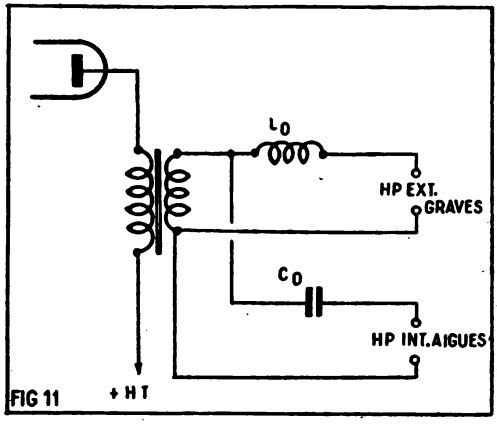


FIG 11

avec C_o en microfarads, f en hertz, z en ohms et L_o en μH.

Si $Z = 2{,}5\ \Omega$ et $f = 5.000$ Hz, par exemple, on a :

$$C_o = \frac{1.000.000}{6{,}28 \times 5.000 \times 2{,}5} \mu F = 13\ \mu F$$

Pratiquement, un condensateur de 12 μF conviendra.

D'autre part, on a :

$$L_o = \frac{2{,}5 \times 1.000.000}{6{,}28 \times 5.000} \mu H = 80\ \mu H,$$

bobinage facile à réaliser soi-même de la manière suivante : sur un tube de carton de 50 mm de diamètre extérieur on enroulera 90 spires de fil de 1 mm de diamètre sur une longueur de 200 mm, avec un espacement régulier. Le fil sera émaillé ou isolé au coton ou à la soie. On pourra adopter un diamètre plus grand que 1 mm sans inconvénient. Un autre montage donnant les mêmes résultats est celui de la figure 11 avec les mêmes valeurs de C_o et L_o.

CHAPITRE VI

AMÉLIORATION DE LA MF

Méthodes d'amélioration de la MF.

Il existe deux méthodes pour améliorer *économiquement* le rendement d'un amplificateur MF image ou son.

La première méthode se base sur l'adoption d'un schéma dans lequel les éléments de liaison entre lampes permettent d'obtenir à bande égale un gain plus grand.

La seconde méthode consiste dans l'emploi de lampes à plus grand gain que celui des anciennes lampes.

Grâce à l'apparition des nouvelles pentodes EF183 et EF184 de technique européenne il est possible d'augmenter le gain d'un téléviseur en modifiant l'amplificateur MF image ou celui de son, en remplaçant une ou plusieurs des lampes de ces amplificateurs par ces nouvelles lampes.

Il est évident qu'il ne s'agit pas d'enlever l'ancienne lampe et de lui substituer la nouvelle sans rien modifier dans le montage du téléviseur mais les travaux nécessaires sont relativement simples et à la portée des non-professionnels.

Attirons toutefois l'attention de nos lecteurs sur le fait qu'il est sans utilité d' « améliorer » un montage qui donne satisfaction sous prétexte que cela ne peut faire du mal.

En réalité, toute modification d'un montage existant comporte une part d'imprévu car elle entraîne forcément un déréglage des circuits accordés, une variation des courants et des tensions d'alimentation et, de surcroît, le risque de créer des couplages indésirables provoquant l'instabilité du montage.

Il est également conseillé de tenir compte de l'usure du matériel d'un montage qui ne donne plus satisfaction.

Dans le cas d'un téléviseur ancien, avant de procéder à des modifications on s'assurera que son mauvais rendement n'est pas dû à l'usure des lampes ou au vieillissement des condensateurs électrochimiques.

Enfin nous déconseillons formellement aux dépanneurs de remplacer, dans les téléviseurs qui leur sont confiés, des lampes usés par des lampes d'un autre type, même réputées meilleures.

Les lampes EF183 et EF184.

Ces deux pentodes sont destinées à remplacer la EF80 et la 6CB6 que l'on trouve actuellement sur la presque totalité des récepteurs français et étrangers.

L'avantage des nouvelles lampes se caractérise par des pentes presque doubles de celles des lampes anciennes et des capacités d'entrée et de sortie modérées.

On sait, en effet, que pour qu'une lampe fournisse un gain plus grand, *la largeur de bande du circuit restant la même,* il est nécessaire que le rapport de la pente à la somme des capacités d'entrée et de sortie soit plus grand.

Pour la EF80 on a une capacité totale de 10,8 pF ; pour la EF183 la capacité est de 12 pF tandis que pour la EF184 la capacité atteint 13 pF. Les pentes de ces trois lampes sont respectivement 7 mA/V, 12,5 mA/V et 15 mA/V.

Les trois rapports S/C sont donc : 7/10,8 = 0,65, 12,5/12 = 1,04 et 15/13 = 1,15. On voit que le remplacement d'une EF80 par une EF183 ou une EF184 est susceptible d'augmenter le gain dans des proportions importantes.

Comme il faut tenir compte également des capacités parasites du câblage et des éléments connectés à l'entrée et à la sortie des bobinages de liaison entre lampes, l'augmentation de gain est plus petite que celle qui résulterait de la comparaison des rapports S/C calculés plus haut mais elle reste encore très importante.

Nous allons donner ci-après, les caractéristiques comparées des trois lampes EF80, EF183 et EF184. Ces données permettent de déterminer les modifications à effectuer aux circuits en cas de remplacement d'une EF80 par l'une des deux autres lampes.

La figure 1 donne en A la disposition des broches du culot noval qui est commune

aux trois lampes. Il n'y a donc rien à modifier en ce qui concerne le support et un essai rapide de substitution peut être effectué sans danger, avant de procéder à une modification du montage.

Que le technicien ne soit pas déçu si le gain n'augmente pas toujours car la nouvelle lampe ayant des caractéristiques différentes, les circuits doivent être remis au point.

Voici maintenant au tableau I, les principales caractéristiques comparées.

TABLEAU I

Caractéristiques	EF80	EF183	EF184	Unité
Tension filament	6,3	6,3	6,3	V
Courant filament	0,3	0,3	0,3	A
Tension grille 1	— 2,55	— 2	— 2,5	V
Tension grille 2	200	90	200	V
Tension grille 3	0	0	0	V
Tension plaque	200	190 à 200	190 à 200	V
Courant grille 2	2,6	4,5	4,1	mA
Courant plaque	10	12	10	mA
Courant cathodique	12,6	16,5	14,1	mA
Pente	7,1	12,5	15	mA/V
Résistance interne	550.000	500.000	350.000	Ω
Résistance d'entrée à 40 MHz	7.700	12.000 env.	12.000 env.	Ω

Au sujet de la résistance d'entrée les notices des fabricants indiquent des valeurs très différentes. Nous avons adopté une des valeurs.

Voici maintenant au tableau II, les capacités de ces lampes.

TABLEAU II

Capacités en pF	EF80	EF183	EF184
Capacité d'entrée	7,5	9	10
Capacité de sortie	3,3	3	3
Capacité grille 1 à anode	< 0,007	< 0,005	< 0,005

TABLEAU III

Caractéristiques, valeurs maxima	EF80	EF183	EF184
Tension d'anode pour un courant d'anode nul	550 V	550 V	550 V
Tension d'anode	250 V	250 V	250 V
Tension de grille n° 2 pour un courant de grille n° 2 nul	550 V	550 V	550 V
Tension de grille n° 2	250 V	250 V	250 V
Dissipation d'anode	2,5 W	2,5 W	2,5 W
Dissipation de grille n° 2	0,7 W	0,65 W	0,9 W
Courant de cathode	15 mA	20 mA	25 mA
Résistance du circuit de grille n° 1	1 MΩ	1 MΩ	1 MΩ
Tension entre filament et cathode	150 V	150 V	150 V
Résistance externe entre filament et cathode	20 kΩ	20 kΩ	20 kΩ

Le tableau III, enfin, donne les limites maxima d'utilisation qu'il est également nécessaire de connaître.

De l'analyse de ces tableaux on peut tirer les indications suivantes permettant

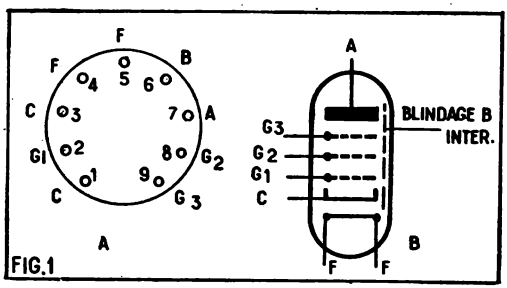


FIG.1

de procéder à la modification des montages :

a) Pas de changement de la tension plaque si la EF80 était alimentée sous 200 V ou moins, *à la plaque*, sinon, réduction de la tension appliquée à la plaque de la nouvelle lampe jusqu'à 190 ou 200 V.

b) Ecrans à porter à 90 ou 200 V pour la EF183 et EF184. Remarquer que pour la première, le circuit écran devra être généralement modifié.

c) Pas de changement aux circuits filament quel que soit son système d'alimentation parallèle ou série étant donné que la tension et le courant filament sont les mêmes pour les trois lampes.

d) Grille 3 sans changement.

e) Cathode : modification de la résistance de polarisation.

f) Pente : l'augmentation de la pente donnera lieu à une augmentation de gain lorsque tous les circuits auront été adaptés à la nouvelle lampe et réglés.

g) Résistance interne : sans aucune influence dans un circuit MF à large bande.

h) Résistance d'entrée : nouvelle valeur de la résistance d'amortissement permettant d'obtenir la largeur de bande convenable ;

i) Capacités : nouveau réglage de l'accord des bobines car les nouvelles capacités sont supérieures à celles de la EF80.

Le risque d'instabilité ne peut provenir de la capacité grille-plaque qui pour les nouvelles lampes n'est que de 0,005 pF tandis que celle de la EF80 est de 0,007 pF mais l'augmentation du gain peut provoquer l'instabilité.

j) Valeurs limites : aucune modification à effectuer dans le montage en raison de ces caractéristiques ;

k) Pas de changement du support noval ni modification des branchements.

Schémas d'application.

La figure 2 donne un schéma de montage d'une lampe à pente variable (EF80 ou EF183) comme amplificatrice moyenne fréquence à bobine L et liaison par capacité et résistance. Un étage de ce genre fait généralement partie d'un amplificateur à circuits décalés dans lequel chaque étage est accordé sur une fréquence différente comprise dans la bande MF image à transmettre.

Ainsi, s'il y a trois lampes MF, il y a quatre circuits décalés.

Soit f_1 la fréquence d'accord de L_1.

Lorsque la lampe V_1 utilisée est une EF80, les capacités qui accordent L_1 sont :

Capacité de sortie, $C_s = 3{,}3$ pF.
Capacité répartie de la bobine C_r.
Capacités parasites du câblage, C_p.
Capacité d'entrée de V_2, C_e.

La capacité totale d'accord est donc $C_s + C_r + C_p + C_e$ et si l'on remplace uniquement la lampe V_1 par une lampe différente, seule la valeur de C_s sera modifiée.

En examinant le tableau II, on constate que pour la EF183 et aussi pour la EF184

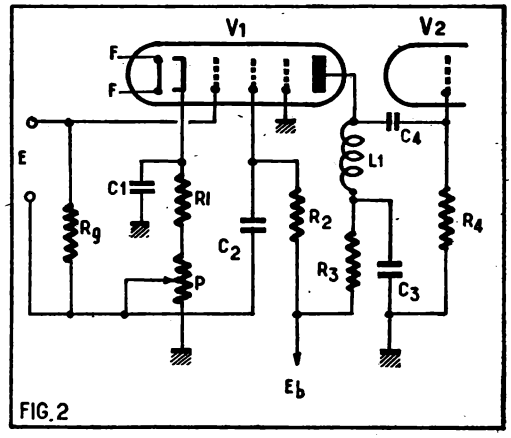


FIG.2

la capacité de sortie C_s est légèrement inférieure à celle de la EF80, sa valeur n'étant que de 3 pF.

Il n'y a donc qu'une diminution de 0,3 pF dans l'ensemble de toutes les capacités énumérées plus haut dont la valeur totale est de l'ordre de 15 pF. Pratiquement il n'est même pas nécessaire de revoir

l'accord de L_1 parce que l'on a changé la lampe surtout s'il s'agit d'un seul circuit d'un ensemble de circuits décalés.

Bien entendu, il est toujours utile, même si l'on ne modifie pas le montage, de revoir les accords des divers circuits d'un appareil qui n'a pas été mis au point depuis un certain temps.

Sur le schéma de la figure 2 donné à titre d'exemple, les condensateurs de découplage C_1, C_2 et C_3 et celui de liaison, C_4, ne sont pas à modifier. Voici à titre documentaire leur valeur normale : C_1, C_2, C_3 : 500 à 2.500 pF, C_4 : 50 à 300 pF.

Par contre, il y a lieu de modifier R_1, R_2, R_3, R_4 et éventuellement le potentiomètre.

Supposons que $E_b = 220$ V et que la lampe ancienne EF80 était alimentée sous 200 V à la plaque. On voit immédiatement que, d'après la loi d'Ohm on a : $R_3 = (220 - 200)/0{,}01 = 20/0{,}01 = 2.000\ \Omega$ pour la EF80 et $R_3 = 20/0{,}012 = 1.670$ pour la EF183 avec plaque à 200 V.

Pour l'écran la modification est importante. En effet, pour la lampe EF80 les éléments C_2 et R_2 sont inexistants car l'écran étant à la même tension que la plaque, il suffit de le connecter au point commun de L_1 et C_3.

Il est donc nécessaire d'introduire dans le montage, le condensateur de découplage C_2 de 1.000 pF par exemple, et la résistance R_2 qui se calcule à l'aide de la relation :

$$R_2 = \frac{220 - 90}{0{,}0045} = \frac{1.300.000}{45}$$

ou $R_2 = 29.000\ \Omega$

et sa puissance doit être au minimum de :

$$P = 130 \times 4{,}5/1.000\ \text{W}$$

ou $P = 0{,}58$ W.

Pratiquement, on adoptera une résistance de 1 W. Pour R_3 la puissance est $20 \times 0{,}012 = 0{,}24$ W, pratiquement une 0,5 W donnera toute sécurité.

Passons à la résistance de polarisation de cathode. Dans le montage de la figure 2, la polarisation est obtenue à l'aide de R_1, en série avec P, ce dernier servant de réglage de contraste de l'image de télévision.

Lorsque le curseur de P est du côté de R_1, la polarisation est juste celle indiquée par le fabricant de la lampe.

Pour la EF80 on a : $R_1 = 2{,}55/(10 + 2{,}6)$ kΩ, ce qui donne : $R_1 = 0{,}202$ kΩ $= 202\ \Omega$, pratiquement 200 Ω.

La valeur qui convient à la EF183 est très différente. On a $R_1 = 2/16{,}5$ kΩ $= 115\ \Omega$.

Il est évident que si l'on ne modifie pas la valeur de la résistance de polarisation R_1 et on se contente de laisser en place celle de 200 Ω, la pente de la EF183 serait réduite et aucun gain appréciable ne serait constaté.

Une autre modification importante est celle de la résistance R_4 dont nous allons indiquer la fonction ci-après.

Résistance électronique d'entrée.

Toute lampe triode ou pentode montée en amplificatrice, présente entre grille et masse une résistance dite électronique d'entrée ou plus simplement résistance d'entrée que l'on désigne généralement par R_{e1} ou R_e.

Sur le tableau I, il a été mentionné que $R_e = 7.700\ \Omega$ pour la EF80 et 12.000 Ω pour les deux autres.

D'autre part on sait que la largeur de bande du circuit qui suit la lampe V_1 est égale à :

$$B_1 = \frac{1}{2\pi R_a C_{tot}} \quad (1)$$

expression dans laquelle C_{tot} est la somme des capacités qui shuntent L_1 (le condensateur C_4 est considéré comme un court-circuit dans la détermination de C_{tot}) et R_a la résistance globale amortissant le circuit accordé L_1 C_{tot}.

Dans (1) nous ne connaissons ni B_1 ni R_a ni C_{tot} mais il est quand même possible d'en déduire la valeur de R_4.

Cette dernière est la résistance de fuite de grille de V_2 mais sa valeur est beaucoup plus faible que la valeur habituelle d'une résistance de fuite.

En réalité R_4 est une résistance matérielle d'appoint qui, montée en parallèle sur la résistance d'entrée R_a, définie plus haut, constitue la résistance d'amortissement R_a déterminant la largeur de bande B_1.

La valeur de la résistance R_4 avant le remplacement de l'ancienne lampe est connue. Il suffit en effet de lire sa valeur d'après le code des couleurs ou de la mesurer. Soit R'_4 sa valeur.

La résistance électronique R_e est également connue. En effet, sa valeur est indiquée dans les notices du fabricant des lampes pour une fréquence donnée. Pour d'autres fréquences on la déterminera d'après la loi suivante : R_e est inversement proportionnelle au carré de la fréquence. Soit R'_e la valeur qui convient.

On peut donc calculer R_a en écrivant qu'elle se compose de R'_e et R'_4. Dési-

gnons R_a par R'_a pour l'ancien montage. Il vient, d'après la formule des résistances en parallèle

$$R'_a = \frac{R_e R'_4}{R'_e + R'_4} \quad (2)$$

D'autre part C_{tot} est la somme des capacités suivantes :

$$C_{tot} = C_e + C_s + C_p$$

dans laquelle C_e et C_s sont les capacités d'entrée et de sortie indiquées par le fabricant (*voir tableau II*) et C_p peut être estimé, dans un câblage correct, comme étant de 5 pF. Pour la EF80 on obtient :

$$C_{tot} = 10{,}8 + 5 = 15{,}8 \text{ pF}$$

Connaissant C_{tot} et R'_a on peut déduire de la relation (1) la largeur de bande B_1.

Exemple. Supposons que l'on trouve à l'emplacement de R_4 une résistance de 2.700 Ω. Comme R_e = 7.700 Ω pour la EF80 à 40 MHz, fréquence supposée d'accord, on calcule R'_a à l'aide de la relation (2) ce qui donne R'_a = 2.000 Ω environ (7.700 Ω en parallèle sur 2.700 Ω). Connaissant C_{tot} = 15,8 pF et R'_a = 2.000 Ω et en introduisant ces valeurs dans (1) on obtient

$$B_1 = \frac{1.000.000}{6{,}28 \times 2.000 \times 15{,}8} \text{ MHz} = 5 \text{ MHz}$$

Procédons maintenant au remplacement de la EF80 par la nouvelle lampe EF183, toutes deux à pente variable.

Les nouvelles valeurs de R_1, R_2 et R_3 ont été trouvées d'après les calculs simples indiqués plus haut.

Il reste à déterminer la nouvelle valeur de R_4 que nous désignerons par R'_4.

Avec le nouveau montage, la bande B_1 reste inchangée et la valeur de C_{tot} est égale à :

$$C_{tot} = C_e + C_s + C_p \quad (3)$$

mais dans le cas de la EF183, C_e = 9 pF C_3 = 3 pF et C_p reste inchangée.

Il convient toutefois de faire attention au type de la lampe V_2. Si celle-ci est toujours une EF80, C_e = 7,5 pF seulement et de ce fait la capacité totale est 3+7,5 + 5 = 15,5 pF valeur proche de celle trouvée précédemment lorsque la lampe V_1 était une EF80. Dans ces conditions R_4 conserve la même valeur que précédemment puisque R_e est la résistance d'entrée de la EF80 et non celle de la EF183.

Supposons maintenant que V_2 est également une EF183 on aura alors, en utilisant la relation (3) :

$$C_{tot} = 3 + 9 + 5 = 17 \text{ pF}$$

et la relation (1) donne R_a que nous désignerons par R''_a pour la EF183 :

$$R''_a = \frac{1}{2 \pi B_1 C_{tot}}$$

$$\text{ou } R''_a = \frac{10^6}{6{,}28 \times 5 \times 17} \text{ ohms}$$

ce qui donne R''_a = 1.880 Ω valeur plus faible que R'_a ceci est normal puisque C_{tot} est devenue plus grande. Il ne reste plus qu'à déterminer la nouvelle valeur de R_4 que nous désignerons par R''_4 pour la EF183.

Comme V_2 est une lampe de ce type, R_{e1} à 40 MHz est égale à 12.000 comme l'indique le tableau I.

Il en résulte que R''_a se compose de 12.000 Ω en parallèle sur R''_4 d'où, en appliquant la formule des résistances en parallèle :

$$\frac{1}{R''_a} = \frac{1}{R''_e} + \frac{1}{R''_4}$$

l'on tire la relation bien connue : produit de R''_e par R_a sur différence $R''_e - R_a$ ce qui donne,

$$R''_4 = \frac{12.000 \times R''_a}{12.000 - R''_a}$$

et comme R''_a = 1.880 Ω il vient, tous calculs faits

$$R''_4 = 2.230 \ \Omega$$

C'est la résistance matérielle qu'il convient de connecter à l'emplacement de R_4.

Il ne reste plus qu'à retoucher légèrement l'accord du circuit en agissant sur le noyau de ferrite de L_1 car la capacité d'accord C_{tot} a augmenté de 15,8 pF à 17 pF. Dans ces conditions, pour rétablir l'accord il est nécessaire de diminuer le coefficient de self-induction de la bobine L_1, ce qui s'obtient en vissant le noyau de façon qu'il *sorte* un peu de la bobine.

Détermination graphique.

On peut simplifier la détermination des résistances R_4 et de la largeur de bande B à l'aide des abaques des figures 3 et 4. Pour indiquer l'utilisation de ces abaques reprenons les exemples précédents et retrouvons les valeurs calculées.

Revenons au schéma de la figure 2. Dans le montage avec EF80 on a trouvé R_4 = 2.700 Ω = 2,7 kΩ, C_{tot} = 15,8 pF. et une résistance d'entrée R_e = 7.700 Ω.

Reportons-nous à l'abaque de la figure 3 et alignons R_4 = 2.700 Ω = 2,7 kΩ avec R_e = 7,7 kΩ. On trouve sur l'échelle du milieu R_a = 2.000 Ω (Exemple 1).

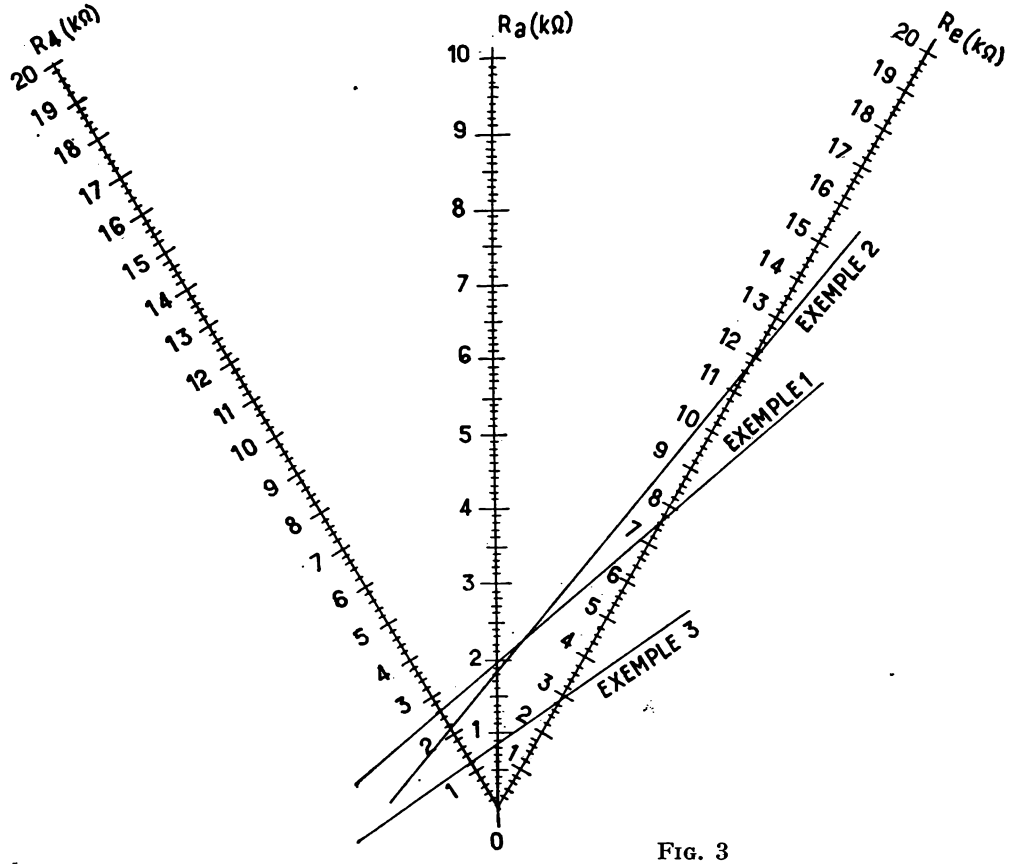


FIG. 3

Déterminons maintenant B à l'aide de l'abaque de la figure 4. Alignons R_a = 2.000 Ω avec C = 15,8 pF. On trouve B = 5 MHz environ.

Passons à la détermination de R_4 avec montage de la EF183. On a B = 5 MHz, C_{tot} = 17 pF et l'abaque de la figure 4 donne R_a = 1.880 Ω (exemple 2).

Revenons à l'abaque de la figure 3. Alignons R_a = 1.880 Ω = 1,88 kΩ avec R_e = 12 kΩ. On trouve R_4 = 2.200 Ω environ, valeur proche de 2.230 Ω trouvée par le calcul.

On voit que la détermination graphique conduit rapidement à la solution du problème.

Montages avec EF184.

La pentode EF184 étant à pente fixe, il convient de la monter d'une manière différente de celle adoptée pour les lampes à pente variable EF80 et EF183.

Comme la pente de la EF184 est de 14 mA/V alors que sa capacité totale est à peine plus grande que celle de la EF183 (C_{tot} = 13 pF au lieu 12 pF pour la EF183), on obtiendra un gain plus grand avec cette lampe à pente fixe.

Nous donnons à la figure 5 un exemple de montage de la EF184.

Sur ce schéma nous avons désigné par les mêmes indices les éléments R, L et C ayant la même fonction que dans le schéma de la figure 2 valable pour les lampes à pente variable.

L'examen comparatif des deux schémas montre que seul le circuit cathodique a été modifié par la suppression du potentiomètre P.

On voit que l'extrémité de la résistance de cathode R_1, opposée à la cathode, est reliée directement à la masse, donc, cette lampe est à polarisation invariable, le re-

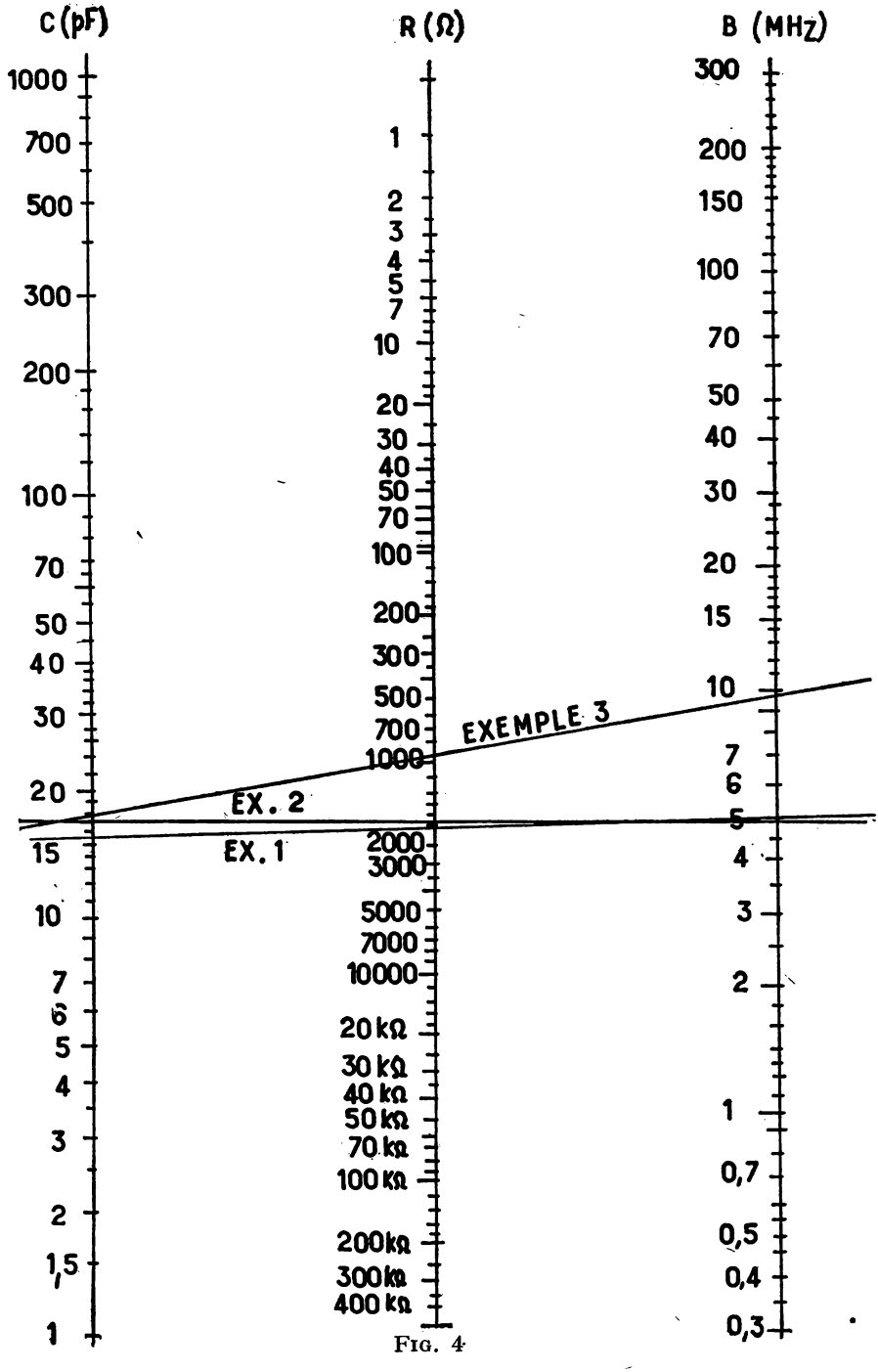

C (pF)
R (Ω)
B (MHz)
1000
700
500
300
200
100
70
50
40
30
20
15
10
7
6
5
4
3
2
1,5
1
1
2
3
4
5
7
10
20
30
40
50
70
100
200
300
500
700
1000
2000
3000
5000
7000
10000
20 kΩ
30 kΩ
40 kΩ
50 kΩ
70 kΩ
100 kΩ
200 kΩ
300 kΩ
400 kΩ
300
200
150
100
70
50
40
30
20
15
10
7
6
5
4
3
2
1
0,7
0,5
0,4
0,3
EXEMPLE 3
EX. 2
EX. 1

FIG. 4

tour du circuit de grille s'effectuant également à la masse.

Nous avons indiqué sur la figure 5 une résistance R_g qui joue le même rôle pour la lampe EF184 que R_4 pour la lampe suivante.

La détermination des éléments s'effectue de la même manière que pour la EF183

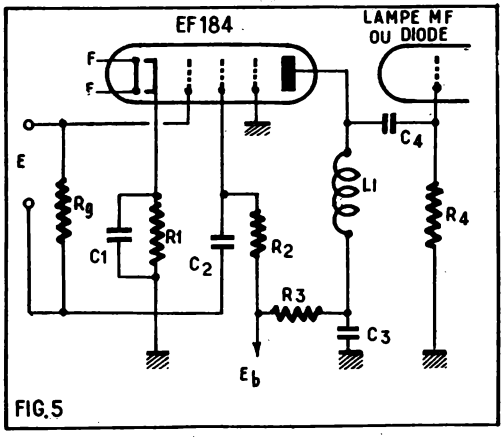


FIG.5

Note : C_2 et R_g sont reliées à la masse sur le schéma de la figure 5, comme C_1 et R_1.

en tenant compte des valeurs des caractéristiques des tableaux I et II.

Calculons les valeurs des résistances R_1 à R_4.

Pour R_1 on a : $I_k = I_a + I_{g2} = 10 + 4{,}1 = 14{,}1$ mA et $E_g = -2{,}5$ V ce qui donne :

$$R_1 = \frac{2{,}5 \times 1.000}{14{,}1} = 176\ \Omega$$

pratiquement 175 Ω dont la puissance est :

$P = 2{,}5 \times 14{,}1 / 1.000 = 35 \times 1.000$ W

Pratiquement on adoptera une résistance de 0,25 W ou 0,5 W. La valeur de R_2 sera déterminée d'après celle de E_b. Supposons que l'on ait $E_b = 220$ V. Comme $E_{g2} = 200$ V, il vient :

$$R_2 = \frac{20 \times 1.000}{4{,}1} = 4.900\ \Omega$$

avec une puissance de $20 \times 4{,}1 / 1.000 = 82 / 1.0000$ W pratiquement 0,5 W.

Pour R_3 même mode de calcul. On a :

$$R_3 = \frac{20 \times 1.000}{10} = 2.000\ \Omega$$

avec une puissance :

$P = 20 \times 10 / 1.000 = 0{,}2$ W, pratiquement 0,5 W.

Pour R_4 nous allons supposer que la lampe suivante présente une résistance d'entrée de 3 kΩ seulement et que la bande du circuit est de 10 MHz (ceci à titre d'exemple de détermination).

Dans ces conditions, nous connaissons $C_{tot} = 10 + 3 + 5 = 18$ pF et B = 10 MHz. L'abaque de la figure 4 donne 900 Ω (exemple 3). On a, par conséquent $R_a = 900\ \Omega$ et $R_e = 3.000$. Alignons ces deux valeurs sur l'abaque de la figure 3. On trouve $R_4 = 1.250\ \Omega$.

Pour plus de précision vérifions avec la formule :

$$R_4 = \frac{3.000 \times 900}{3.000 - 900} = \frac{270.000}{2.100}$$

ou $R_4 = 1.300\ \Omega$

Remarquer que si l'on a déterminé une valeur à l'aide de l'abaque on peut négliger les zéros et les décimales dans le résultat du calcul, car la valeur trouvée doit être du même ordre de grandeur.

Ainsi pour trouver R_4 il suffirait de calculer le rapport 27/21 qui donne 1,3. On saura alors que $R_4 = 1.300\ \Omega$.

CHAPITRE VII

NOUVEAUX MONTAGES VHF

Nouvelles lampes HF.

En télévision comme dans tout montage électronique, l'élément principal est le tube qui, suivant le cas, est une lampe, une diode à vide, à gaz ou à semi-conducteur, un transistor. Le tube ayant été choisi on peut obtenir le maximum de rendement du montage à l'aide d'une étude sérieuse des caractéristiques des autres éléments.

Le simple remplacement d'une lampe par une autre réputée meilleure n'entraîne pas forcément de meilleurs performances à moins que le montage n'ait été étudié à nouveau en remplaçant certains éléments par d'autres et en modifiant certaines parties du schéma primitif.

Parfois, la nouvelle lampe se prête à une simple substitution sans modifications du montage et ce cas se présente lorsque le fabricant l'a réalisée spécialement dans ce but. Le nouveau montage sera alors très peu différent de l'ancien. A ce point de vue on peut, par exemple, prévoir pour la nouvelle lampe, les mêmes caractéristiques pour le filament, le même branchement du culot, des capacités peu différentes, la même haute tension, etc. De cette façon on réduira le plus possible les modifications à effectuer à l'ancien montage. La nouvelle lampe actuelle destinée à l'amplification haute fréquence avant le changement de fréquence est la ECC189 alimentée sur 6,3 V et 0,365 A dont il existe une version « série », la PCC189 alimentée sur 7 V et 0,3 A.

Excepté les caractéristiques I*f* et E*f*, les deux lampes ECC189 et PCC189 sont identiques. On désigne souvent les deux lampes par l'appellation E(P)CC189.

Il s'agit évidemment d'une double triode dont les deux éléments sont susceptibles d'être employés dans divers montages VHF comme par exemple HF neutrode, HF avec grille à la masse, changeur de fréquence, modulateur, etc. Le montage le plus fréquent est le cascode dans lequel le premier étage est normal avec entrée à la grille, cathode commune et sortie à la plaque et le second avec entrée à la cathode grille « à la masse » et sortie à la plaque.

Les deux éléments triodes de la E(P)CC 189 sont à pente variable et il est permis d'appliquer à une grille une tension de réglage automatique de gain (CAG) comme on le fait pour les pentodes montées en moyenne fréquence.

Comparaison avec la E (P) CC84.

L'amélioration de l'étage HF réside dans le remplacement de l'excellente E(P)CC84 par la E(P)CC189 encore meilleure.

Nous procéderons de la même manière que pour l'amélioration de l'amplificateur moyenne fréquence dont il a été question dans notre précédent chapitre.

Pour cela, nous comparerons les principales caractéristiques des lampes considérées et de cette comparaison on déduira les modifications, adjonctions ou suppressions à effectuer sur les circuits.

Nous donnons ci-après, quelques tableaux de caractéristiques comparatives concernant les deux lampes.

TABLEAU I

Filaments.

Type	Tension filament	Courant filament
ECC84	6,3 V	0,365 A
PCC84	7,2 V	0,3 A
ECC189	6,3 V	0,365 A
PCC189	7 V	0,3 A

Dans le cas du montage parallèle des filaments aucune difficulté, les caractéristiques sont les mêmes pour la ECC84 et la ECC189.

Dans le cas du montage série le courant est le même, 0,3 A mais la tension filament est de 7,2 V pour la PCC84 et de 7 V seulement pour la PCC189.

Le montage en série est donc peu perturbé en remplaçant la PCC84 par la PC189, l'intensité du courant restant toujours de 0,3 A, tandis que la différence de tension, de 0,2 V est infime, on peut d'ailleurs la compenser en montant en série, avec le filament de la PCC189, une résistance R consommant 0,3 A et produisant une chute de tension de 0,2 V. On a :

$$R = \frac{0,2}{0,3} = 0,66\ \Omega.$$

La puissance est $0,3 \times 0,2 = 0,06$ W. Une résistance de 0,5 W conviendra très bien.

Passons maintenant au brochage du culot. La figure 1 donne les brochages des types E(P)CC84 et E(P)CC189 et on voit immédiatement que, bien que les culots soient du type noval, la disposition des branchements est différente.

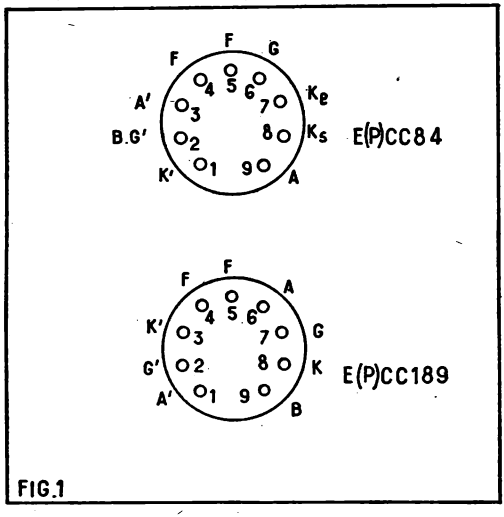


FIG.1

Remarquons d'abord que les électrodes désignées par A' G' K' sont celles de l'élément triode destiné au montage grille à la masse donc la *seconde* triode du cascode tandis que les électrodes A, G et K sont celles du premier élément triode du cascode.

Il existe dans les deux lampes un écran intérieur séparant les deux éléments et qui est désigné par B sur la figure 1.

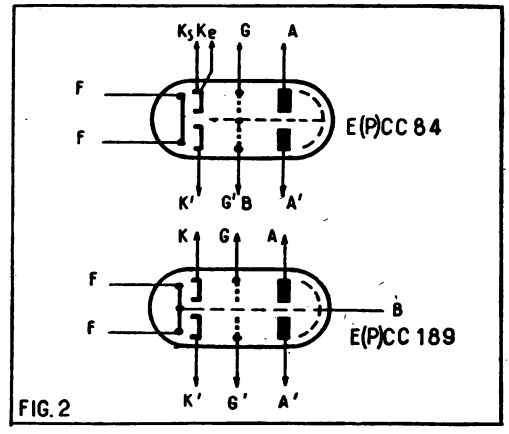


FIG. 2

La figure 2 indique les schémas symboliques des lampes considérées avec les branchements internes des électrodes.

Les modifications de branchement pour passer de la E(P)CC84 à la E(P)CC189 sont les suivantes :

Cathode K' : à connecter à la broche 3 au lieu de 1.

Grille G' : reste à la broche 2 mais le point de masse B doit être pris à la broche 9 du support.

Plaque A' : passe de la broche 3 à la broche 1.

Cathode K : débrancher les deux fils allant aux broches 7 et 8 et les relier tous deux à la broche 8 seulement.

Grille G : passe de la broche 6 à la broche 7

Plaque A : passe de la broche 9 à la broche 6.

L'avantage du brochage de la E(P)CC189 réside dans la suppression des deux contacts K_e et K_s de la cathode K et dans le contact d'écran, non relié à une électrode quelconque de la lampe ce qui permet des branchements spéciaux si nécessaire. Jusqu'à présent nous avons effectué des modifications des branchements du support.

Allons-nous pouvoir mettre en place la nouvelle lampe, pour nous rendre compte enfin si elle est supérieure à la précédente?

L'examen du tableau II nous l'indiquera immédiatement.

TABLEAU II

Conditions nominales d'emploi.

Caractéristiques	Symbole	E(P)CC84	E(P)CC189	Unité
Tension à l'anode.	$V_a = V'_a$	90	90	V
Tension grille.	$V_g = V'_g$	— 1,5	— 1,2 V	V
Courant anode.	$I_a = I'_a$	12	15	mA
Pente.	S = S'	6	12,5	mA /V
Coefficient d'amplification	K = K'	24	34	—
Résistance interne.	R_i	4.000	2.720	6 Ω 6

On voit que les tensions d'alimentation sont les mêmes, 90 V, mais que le courant consommé est de 15 mA au lieu de 12 mA.

Si la tension d'alimentation est obtenue à l'aide d'une résistance de chute de tension, en montant la nouvelle lampe il y aura une plus grande chute de tension ce qui pourrait nuire à son fonctionnement.

Pratiquement, on devra réduire la valeur de la résistance de chute de tension. Soit R_d sa valeur primitive. La nouvelle valeur à adopter sera $12\ R_d/15 = 0{,}8\ R_d$.

Si le cascode comporte des alimentations séparées pour chaque triode, la réduction s'effectuera toujours dans la même proportion.

La polarisation de grille est de — 1,5 V pour la E(P)CC84 et de — 1,2 V pour la E(P)CC189. Pour la première la résistance cathodique de polarisation est :

$$R_k = \frac{1{,}5 \times 1.000}{12} = 125\ \Omega$$

et pour la seconde :

$$R_k = \frac{1{,}2 \times 1.000}{15} = 80\ \Omega$$

ce qui conduit à remplacer dans les montages, où une résistance de polarisation cathodique existe, 125 Ω par 80 Ω seulement. Dans certains montages la polarisation est obtenue d'une manière différente et la modification dépend alors du dispositif adopté.

La pente de la E(P)CC189 est de 12,5 mA /V contre 6 mA /V pour la E(P)CC84 ce qui indique que le gain obtenu sera sensiblement supérieur mais on risquera aussi de rendre instable le montage en raison même de l'augmentation du gain. On sera éventuellement conduit à stabiliser le cascode à l'aide de neutrodynages ou en amortissant certains bobinages.

Ayant modifié les résistances de polarisation de cathodes et celles d'alimentation anodique, on pourra sans danger mettre en place la E(P)CC189 sur son support aux branchements corrects.

Malgré d'autres différences de caractéristiques, on constatera généralement une augmentation du gain mais le travail de mise au point ne sera pas encore terminé.

Les capacités.

Les capacités qui nous intéressent ici sont celles d'entrée et celles de sortie. Pour les lampes considérées ces valeurs sont données par ce tableau III, ci-après.

Les deux capacités de plaque sont celles des deux éléments.

Il est clair que les capacités de la nouvelle lampe sont un peu plus grandes que celles de l'ancienne d'où l'on déduit que l'accord des bobines ne sera plus correct.

TABLEAU III

Capacités	E(P)CC84	E(P)CC189
Grille	2,3 pF	3,4 pF
Plaque	0,5 et 0,5 pF	1,7 et 2,4 pF

D'une manière plus précise, en montant la E(P)CC189 la capacité d'accord sera trop grande, la fréquence des circuits accordés sera un peu inférieure à la valeur correcte ce qui obligera à rectifier l'accord en agissant sur les noyaux des bobines dans le sens d'une *diminution* de leur coefficient de self-induction.

Si les noyaux sont en ferrite on devra les faire *sortir* légèrement du bobinage.

Si les noyaux sont en métal non magnétique : cuivre, aluminium, laiton, etc., on devra les enfoncer un peu plus dans le bobinage.

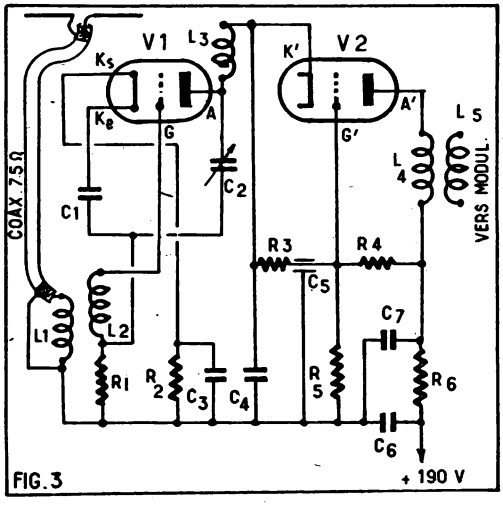


FIG. 3

Note : la masse est au point commun de L_1 *et* R_1.

Remarquons que la capacité totale d'accord d'un circuit VHF de cascode est de l'ordre de 10 pF et la largeur de bande du circuit de 14 MHz environ.

Si la capacité varie de 1 pF environ, la fréquence d'accord est modifiée 3,16 % environ. Soit f cette fréquence, la nouvelle fréquence d'accord sera 0,968 f si l'on ne retouche pas les accords.

Soit f = 200 MHz par exemple. Après remplacement de la lampe E(P)CC84 par la E(P)CC189 l'accord s'effectuera sur 0,968 × 200 = 193,6 MHz soit 6,4 MHz de moins ce qui, sur une bande de 14 MHz, représente un désaccord important. Le son peut disparaître totalement.

Sur les canaux de la bande 1 le désaccord sera moins prononcé.

En effet si f = 50 MHz par exemple, la variation de fréquence sera quatre fois plus petite. La nouvelle fréquence sera 50 × 0,958 = 48,4 MHz. L'accord n'aura varié que de 1,6 MHz.

Ces indications sont données pour montrer qu'il ne suffit pas de remplacer une lampe par une autre « meilleure » pour que l'on obtienne automatiquement des résultats supérieurs. Il faudra aussi tenir compte de la modification des capacités parasites dues au câblage en raison des branchements du support à la nouvelle lampe qui sont différents de ceux de l'ancienne.

Exemple de montage modifié.

Voici à la figure 3 un schéma de montage cascode utilisant une E(P)CC84. Avant de le modifier, analysons ses circuits.

L'antenne est connectée à la bobine d'entrée L_1 par l'intermédiaire d'un câble coaxial de 75 Ω. Du côté récepteur, le fil intérieur du câble est relié à l'extrémité de L_1 et la gaine métallique à la masse et à l'autre extrémité de la même bobine.

L'adaptation entre 75 Ω et la résistance présentée par le circuit de grille de V_1 (élément A, G, K de la double triode) s'effectue grâce au rapport convenable entre le nombre des spires de L_2 et L_1.

Le circuit accordé composé de L_2 et des capacités parasites et de la capacité d'entrée de V_1 est relié d'une part à la grille G et d'autre part à R_1 connectée à la masse.

La polarisation est automatique et obtenue avec R_2 et C_3. Remarquer que la E(P)CC84 possède deux connexions de cathode K_s et K_e et que les éléments RC de polarisation sont reliés à K_s.

Dans le circuit plaque on trouve la bobine de liaison L_3 dont l'autre extrémité est reliée directement à la cathode du second élément triode V_2.

La lampe V_1 est neutrodynée par l'ensemble C_1, C_2, R_1 et le réglage de neutralisation s'effectue avec l'ajustable C_2. Passons maintenant à l'élément V_2 monté avec grille « à la masse ». En réalité, la mise à la masse de la grille s'effectue en HF par le condensateur-bouton (dit by-pass) C_5, tandis qu'en continu cette grille G' est portée à un potentiel positif légèrement inférieur à celui de la cathode, grâce au diviseur de tension R_4, R_5 et à la résistance R_3.

Le condensateur de découplage C_7 est associé à la résistance R_6, enfin C_6 est monté entre la masse et le point + 190 V.

On voit que la haute tension totale est

de 190 V ce qui correspond à environ 95 V par élément triode.

Voici les valeurs des éléments du schéma, figure 3 : R_1 = 100 kΩ, R_2 = 120 Ω, R_3 = 100 kΩ, R_4 = 100 kΩ, R_5 = 100 kΩ, R_6 = 180 Ω, C_1 = 8,2 pF, C_2 = ajustable 1 à 6 pF, C_3 = 1.500 pF, C_4 = 4,7 pF, C_5 = 1.000 pF, C_6 = 1.500 pF, C_7 = 1.500 pF.

Procédons maintenant à la modification de ce montage en vue de l'emploi de la E(P)CC189.

Le premier travail a exécuter est le changement de branchement du support comme il a été indiqué plus haut.

En second lieu on remplacera les résistances. La résistance de cathode, R_2 de 120 Ω sera remplacée par une résistance de 80 Ω.

Comme la E(P)CC189 peut fonctionner avec une tension de réglage automatique de gain, on débranchera R_1 de la masse et on la reliera à la ligne CAG du récepteur si celui-ci en comporte une. Si le récepteur n'a pas ce circuit, R_1 restera à la masse comme dans le montage primitif.

Reste encore à modifier la résistance de découplage R_6 qui sera réduite. Elle passera de 180 Ω à 0,8 × 180 = 144 Ω pratiquement 140 ou 150 Ω.

Aucun changement ne s'impose pour les résistances R_3, R_4 et R_5 qui déterminent la tension de grille mais il est souhaitable de procéder à la mesure des tensions à la cathode et à la grille de V_2.

Cette mesure se fera avec un instrument dont la résistance sera très grande par rapport à celle des circuits situés entre la masse et les points de mesure.

On adoptera un voltmètre de 10.000 Ω par volt, en sensibilité 600 V par exemple, sa résistance étant alors, dans cette sensibilité de 600 × 10.000 Ω = 6 MΩ et on pourra lire la tension avec une précision suffisante. On pourra aussi mesurer la tension entre grille et cathode avec l'instrument sur la sensibilité 100 V environ.

On devra trouver la grille, négative de 1 à 2 V par rapport à la cathode. En remplaçant R_5 = 100 kΩ par un potentiomètre de 50 kΩ en série avec une résistance de 75 kΩ, il sera facile de régler exactement la polarisation de grille.

En cas de difficultés on pourra adopter le montage de polarisation de grille de la figure 4 qui représente seulement la partie modifiée de celui de la figure 3.

La polarisation de grille est obtenue par chute de tension dans la résistance de cathode de 80 Ω insérée dans le fil reliant L_3 à la cathode K', et shuntée par 1.500 pF.

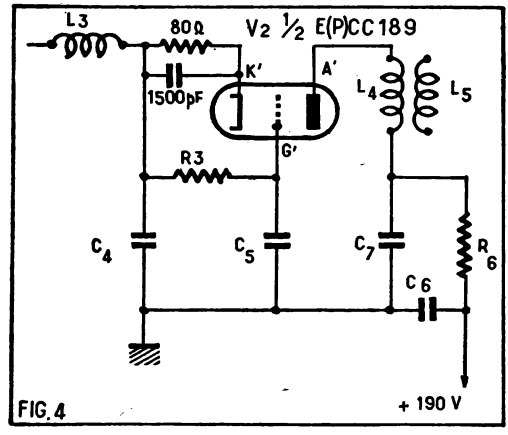


FIG. 4

Le retour de grille s'effectuant à ce point, la grille sera au même potentiel mais grâce au découplage R_3 et au condensateur C_5, elle sera « à la masse » en HF.

Aucun changement des valeurs des éléments figurant sur ce schéma sauf en ce qui concerne R_6 qui sera diminuée à nouveau de 80 Ω, sa valeur devenant 60 à 70 Ω. Cette dernière modification n'est pas obligatoire car la tension d'alimentation anodique n'est pas obligatoirement de 190 V, elle peut très bien diminuer jusqu'à 180 V.

Bobinages.

Les bobinages du montage primitif doivent convenir en général mais comme les capacités d'accord ont augmenté légèrement en raison de la mise en place de la nouvelle lampe il se peut que l'on ne puisse pas toujours diminuer les self-inductions en vissant ou dévissant les noyaux.

Il faudra alors réduire la self-induction en diminuant le nombre des spires ou en augmentant le pas (distance entre deux spires voisines.

Il ne restera plus qu'à aligner le nouveau montage et à procéder au neutrodynage.

Si le bloc est à rotacteur, il sera nécessaire de régler chaque canal séparément ou, tout au moins, ceux dont on se sert.

Nous indiquerons plus loin comment procéder à cet alignement.

Montage spécial avec E (P) CC189.

Au lieu de modifier un montage existant on peut transformer complètement la partie HF du téléviseur en réalisant un montage spécialement étudié pour la nouvelle lampe.

Celui recommandé par La Radiotechnique fabricant de la lampe, est donné par le schéma de la figure 5.

On utilisera les bobines L_1 à L_5 d'un bloc existant et on modifiera au besoin leur nombre des spires comme il a été expliqué plus haut.

Voici une analyse de ce montage qui présente, d'ailleurs, des analogies avec le précédent.

L'antenne est reliée au primaire L_1 à l'aide du coaxial de 75 Ω. Le secondaire L_2 est accordé par diverses capacités parasites et permet également le neutrodynage à l'aide de la résistance de 100 kΩ et des capacités associées.

Ce système de neutralisation (terme synonyme de neutrodynage et neutrodynation) est à « pont électrique capacitif ».

La polarisation par la cathode est partielle étant donné que la résistance de polarisation n'est que de 10 Ω au lieu de 80 Ω. Le reste de la polarisation est obtenu en reliant le point — Pol à un point de la ligne CAG.

Cette méthode de polarisation évite la dérive de fréquence lorsque le réglage automatique de gain fait varier la tension négative appliquée à la grille.

Remarquer que le condensateur en parallèle avec la résistance de cathode n'est pas un condensateur de découplage, sa valeur n'étant que de 22 pF ce qui crée une certaine contre-réaction stabilisant le montage et ne modifiant pas l'adaptation d'antenne lorsque le CAG agit.

Si le CAG est absent on préférera le montage de grille et de cathode de la figure 3.

A partir de la plaque du premier élément triode on retrouve un montage analogue au précédent. L'accord du circuit de plaque du second élément s'effectue avec un ajustable de 4,7 pF en parallèle sur 2 pF.

La résistance de découplage est de 270 Ω pour une haute tension de 220 V. Si celle-ci n'est que de 180 à 190 V on adoptera les valeurs indiquées précédemment (40 à 80 Ω). Dans le schéma de la figure 5, la valeur du condensateur de neutralisation est 2,5 pF réglable, tandis que le condensateur BP de 820 pF est un céramique dit by-pass Transco type FC 815 12.

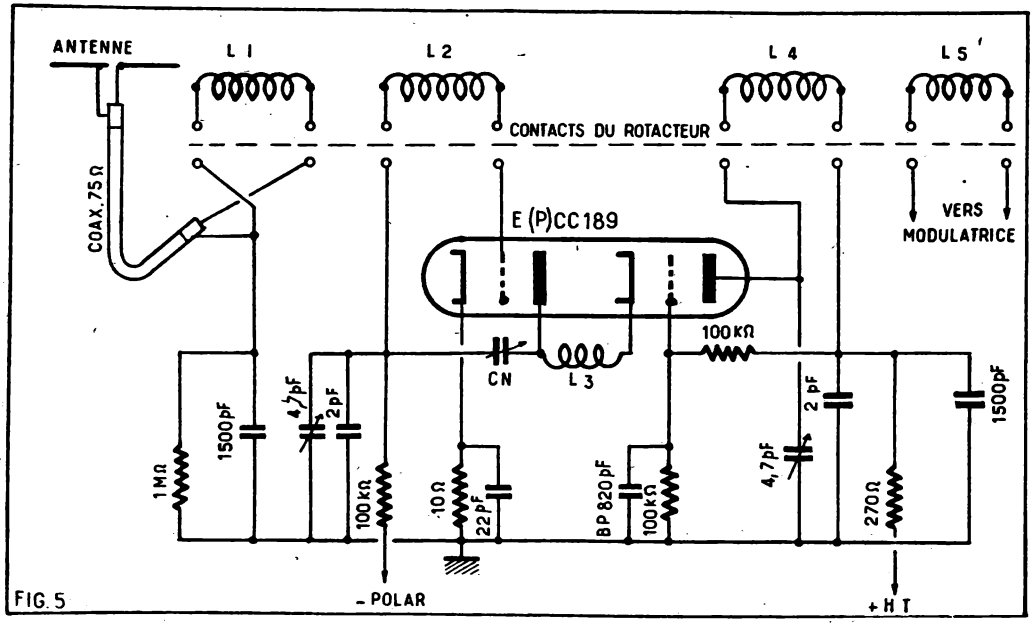


FIG. 5

Filaments.

Deux cas peuvent se présenter : il s'agit de lampe ECC189 avec filament en parallèle sur ceux des autres lampes ou de lampe PCC189 avec filament en série. Leur montage est indiqué par les figures 6 et 7.

Dans le cas du montage en série il y a une chaîne de plusieurs lampes dont deux, la PCC189 et la changeuse de fréquence

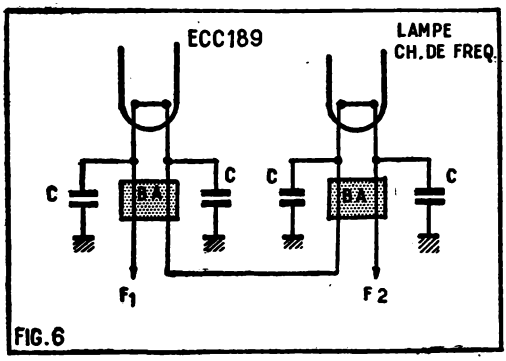


FIG.6

(par exemple la PCF80) sont montées comme le montre la figure 6, les points F_1 et F_2 étant reliés aux filaments de la chaîne.

Les condensateurs C sont du type perle de 1.500 pF (Transco type C303 BA/H 1K5). BA sont des bobines d'arrêt bifilaires sur ferroxcube type VK200 03/4B même marque.

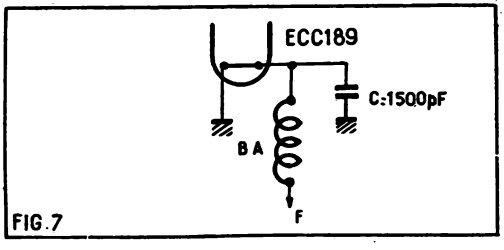


FIG.7

Pour le montage parallèle on adoptera la disposition de la figure 7 en réalisant une bobine d'arrêt avec 10 spires de fil émaillé de 1 mm de diamètre sur tube de 4 mm de diamètre.

Réglage de la neutralisation.

Pour effectuer le réglage de neutralisation à l'aide de C_n on injecte un signal HF sur la plaque de la triode à neutraliser et on recherche le réglage qui donne le minimum de tension à haute fréquence aux bornes du circuit d'antenne.

Pratiquement, on se procurera un générateur VHF que l'on accordera sur la fréquence médiane f du canal à régler. On détermine f en prenant la moyenne arithmétique des fréquences porteuses, image f_i et son f_s.

Soit le cas du canal 8_a de Paris ou Lille avec $f_i = 185{,}25$ MHz et $f_s = 174{,}1$ MHz. La moyenne est :

$$f = \frac{174{,}1 + 185{,}25}{2} = 179{,}675 \text{ MHz.}$$

On arrondira sans inconvénient cette valeur en prenant $f = 180$ MHz. On reliera le câble de sortie du générateur à la plaque de l'élément d'entrée par l'intermédiaire d'un condensateur de 10 pF. La tension fournie par le générateur sera de 250 mV en plus faible.

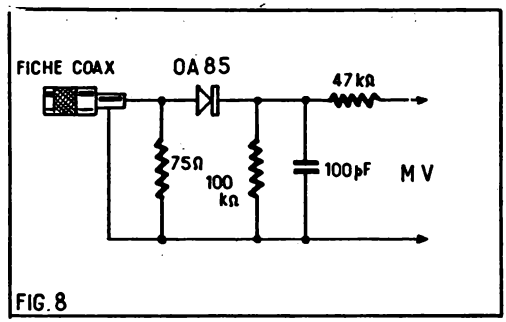


FIG.8

L'oscillation locale du changeur de fréquence sera arrêtée en court-circuitant la bobine oscillatrice.

Pour mesurer la tension aux bornes de la bobine d'antenne on réalisera le montage de la figure 8 dans lequel la fiche coaxiale est identique à celle de l'arrivée du câble d'antenne. On la branchera à la fiche du récepteur qui justement se trouve aux bornes de la bobine d'antenne L_1 de la figure 5. Le reste du montage figure 8 comprend un redresseur des signaux à très haute fréquence OA85 et un système de filtrage à condensateur de 100 pF.

On connectera aux bornes MV de sortie, un multivoltmètre continu, très sensible, par exemple un voltmètre de 10.000 Ω par volt en sensibilité 0-0,1 V.

On réglera C_n jusqu'à obtention du *minimum* de déviation de l'indicateur.

Alignement.

Nous supposerons que les circuits MF image, MF son et changeur de fréquence sont correctement alignés sur toutes les positions du rotacteur.

L'alignement s'effectuera pour chaque canal en réglant les accords des bobines ou des transformateurs d'entrée (grille G') et de sortie (plaque A') figures 3 et 5.

Un réglage correct s'effectue facilement à l'aide d'un wobbulateur qui indique exactement la courbe de réponse du circuit ainsi que la bande passante et les fréquences limites de cette bande.

Sans appareil de mesure on s'efforcera de régler les bobinages de telle façon que le son soit suffisamment puissant et l'image de bonne qualité et de contraste satisfaisant.

CHAPITRE VIII

AMÉLIORATION DE LA VIDÉO-FRÉQUENCE

L'amplificateur vidéo-fréquence.

Grâce aux nouvelles lampes à grille cadre on a actuellement la possibilité d'augmenter dans de fortes proportions le gain des différents étages d'un téléviseur. Nous avons étudié dans nos précédents chapitres les amplificateurs MF et HF utilisant les lampes EF183, EF184 et ECC189-PCC189.

Dans la série des lampes à grille-cadre existe également une lampe destinée à l'amplification vidéo-fréquence. Il s'agit de la EL183 dont la pente atteint une valeur absolument sensationnelle, 25 mA/V alors que la pente des meilleures lampes connues jusqu'à présent n'était que de 7 à 12 mA/V.

On comprend aisément qu'avec une lampe ayant une pente aussi élevée on obtiendra un gain très grand à condition, bien entendu, que ses capacités d'entrée et de sortie ne soient augmentées dans les mêmes proportions que la pente, comparativement aux anciennes lampes.

En fait, il y a bien augmentation des capacités mais dans une moindre proportion que celle de la pente et, de ce fait, la nouvelle lampe constitue un progrès par rapport à ses devancières.

Comme il a été question plusieurs fois des lampes à grille-cadre nous pensons qu'il est utile de donner quelques détails sur leur constitution et leurs avantages.

Lampes à grille-cadre.

Etudiées aussi bien aux Etats-Unis qu'en France, Allemagne et Angleterre, les lampes à grille-cadre se caractérisent par une nouvelle construction de la grille 1. Celle-ci diffère de grilles connues jusqu'à présent par sa structure et par ses possibilités. Extérieurement l'ensemble des électrodes se présente comme celui des lampes traditionnelles mais un examen attentif de la grille 1 montre qu'il existe des différences notables du point de vue de sa construction mécanique :

1° Rigidité plus grande d'ensemble malgré l'emploi d'un fil extrêmement fin de 9 à 10 μ de qui correspond à 0,1 à 0,25 fois l'épaisseur d'un cheveu. Rappelons que le micron qui est désigné par μ ou μm (micromètre) est la millionnième partie du mètre ou la millième partie du millimètre ;

2° Dimensions plus réduites avec possibilité de tolérances plus serrées ;

3° Conception mécanique conduisant à un meilleur rendement industriel.

Au point de vue électronique on constate que les modifications d'ordre mécanique entraînent une augmentation sensible des qualités électroniques :

1° Possibilité d'obtenir des pentes très élevées pouvant atteindre 25 mA/V, cas de la EL183 ;

2° Réduction du souffle ;

3° Meilleur contrôle de la dispersion sur les caractéristiques notamment sur le courant anodique ;

4° Une diminution de l'effet microphonique ;

5° Un temps de transit très faible ;

6° Réduction des capacités, en particulier de la capacité grille-anode C_{ag} et de la capacité de sortie. Malgré leurs caractéristiques poussées, ces lampes sont construites en grande série grâce aux facilités

de montage permises par la technique grille-cadre.

Voici maintenant quelques détails sur le principe et la construction des grilles-cadre.

Augmentation des performances.

Ce que l'on recherche avant tout, en construisant une lampe nouvelle, c'est d'augmenter une de ses caractéristiques, en particulier sa pente sans que cette augmentation réduise les autres qualités de la lampe.

La pente peut être augmentée en réduisant l'espace entre la grille et la cathode. Dans le cas de la double triode ECC84 la distance grille 1 — cathode est de 110 μ alors que la nouvelle lampe ECC189 cette distance est de moitié environ.

Pour diminuer la distance cathode-grille 1, il est nécessaire de resserrer le pas de la grille d'où obligation d'employer du fil plus fin, dont le diamètre est de l'ordre de 10 μ. Il est facile de comprendre que plus le fil est fin plus la rigidité de la grille est réduite d'où absence des qualités mentionnées plus haut : solidité mécanique, dispersion des caractéristiques, etc.

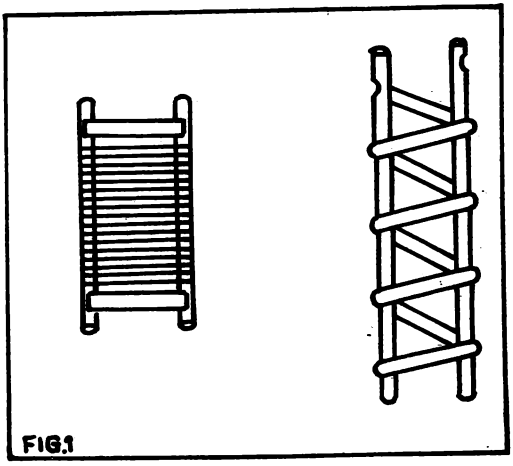


FIG.1

L'expérience des fabricants de lampes montre que le diamètre du fil de grille 1 ne doit pas être inférieur à 25 μ pour une grille de conception classique.

Par contre, s'il s'agit d'une grille-cadre le fil fin n'est plus le support mécanique. Ce fil est bobiné sur un cadre rigide constitué par deux tiges parallèles sur lesquelles sont soudées deux barrettes perpendiculaires à ces tiges de sorte que l'ensemble forme un cadre rigide.

La figure 1 montre, à droite, l'ancienne grille et, à gauche, la nouvelle, bobinée sur son cadre rigide. Le simple examen de cette figure suffit pour se convaincre des avantages de cette nouvelle méthode de construction des lampes.

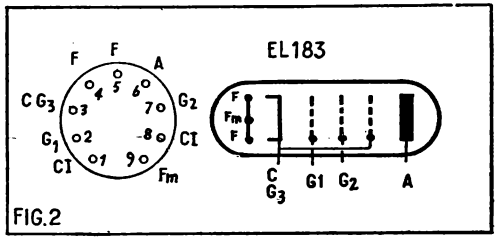


FIG.2

Lampe à forte pente.

On dispose actuellement de la EL183 spécialement pour l'étage final vidéo-fréquence des téléviseurs, des oscilloscopes et de tous autres appareils de mesure ou il y a un amplificateur VF.

Voici d'abord ses principales caractéristiques :

Filament.

Branchement série : 12,6 V, 0,3 A.
Branchement parallèle : 6,3 V, 0,6 A.

Capacités interélectrode.

Capacité d'entrée : 13 pF.

Capacité de sortie : 5,4 pF.

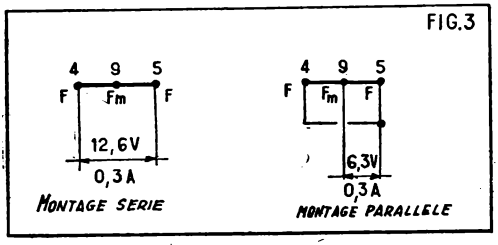
Capacité anode grille 1 : 0,08 pF max.

La figure 2 donne le brochage du culot de la EL183. On ne doit pas se servir des broches CI qui correspondent à des contacts internes.

Le branchement des filaments est indiqué par la figure 3. A gauche, montage série 12,6 V 0,3 A, branchement aux extrémités du filament 4 et 5, la prise médiane 9 restant inutilisée.

A droite, montage parallèle 6,3 V 06 A. Les deux moitiés du filament sont connectées en parallèle en reliant les broches 4 et 5 de sorte que la ligne filament sera connectée entre la broche 9 et les broches réunies 4 et 5.

En ce qui concerne les capacités, il est intéressant de noter la faible valeur de la capacité de sortie et de la capacité grille anode.



Les valeurs maxima, à ne pas dépasser, sont données par le tableau ci-après :

Valeurs maxima.

Tension d'anode : 250 V.
Tension grille 2 : 250 V.
Dissipation anode : 6 W.
Dissipation grille 2 : 2,2 W.
Courant cathode : 60 mA.
Résistance circuit grille 1 : 1 MΩ.
Tension filament cathode : 200 V.

Ces valeurs sont les limites extrêmes. Pour le cas d'un fonctionnement normal on adoptera les valeurs données ci-après :

Tension d'alimentation : 220 V.
Tension d'anode : 150 V.
Tension grille 2 : 220 V.
Courant anode : 40 mA.
Courant grille 2 : 7 mA.
Courant grille 1 : 2,1 V.
Pente : 25 mA/V,
Résistance interne : 20 kΩ.

Pour le montage en amplificateur vidéo-fréquence le fabricant recommande les valeurs suivantes :

Tension d'alimentation : 220 V.
Tension grille 2 : 220 V.
Résistance d'anode : 1.800 Ω.
Résistance du circuit cathode : 130 Ω.
Courant d'anode au repos : 21 mA.

Nous sommes maintenant en possession de toutes les indications permettant d'établir les schémas d'amplificateurs VF à lampe EL183.

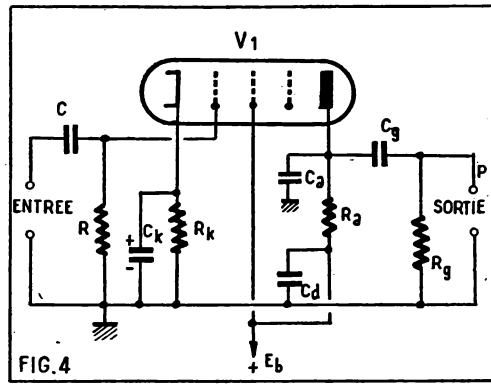
Les schémas les plus usités sont, dans l'ordre de leur efficacité aux fréquences élevées :

a) Amplificateur à résistances-capacité ;
b) Amplificateur à correction « shunt » ;
c) Amplificateur à correction « série » ;
d) Amplificateur à correction « shunt-série ».

Montage RC.

Le schéma classique du montage à résistances-capacité est parfaitement applicable à la lampe EL183. Dans celui de la figure 4 l'entrée représente la source de signaux VF, généralement le circuit de sortie de la diode détectrice et parfois, la sortie d'une préamplificatrice vidéo-fréquence.

R est la résistance de fuite de grille 1. Le tableau des caractéristiques indique que cette résistance ne doit pas dépasser 1 MΩ. C est la capacité de liaison. Du produit RC dépend le gain aux fréquences basses.



Dans le circuit cathodique on trouve la résistance de polarisation R_k dont la valeur indiquée par le tableau est 130 Ω. Il est nécessaire de découpler ce circuit à l'aide d'un condensateur C_k de capacité très élevée afin de réduire la contre-réaction d'intensité aux fréquences basses.

D'après les données de montage du fabricant, la grille 2 (grille écran) peut être connectée directement au positif de la haute tension à condition que celle-ci ne dépasse pas 220 V, donc si E_b = 220 V, il sera inutile de prévoir une résistance dans le circuit écran ce qui dispensera en même temps de monter un condensateur de découplage s'il en existe un entre + E_b et la masse comme cela doit être obligatoirement. Nous avons indiqué ce condensateur par C_d sur le schéma de la figure 4.

On parvient ainsi au circuit de plaque qui détermine le gain aux fréquences élevées.

La résistance de plaque R_a peut atteindre 1.800 Ω, le courant plaque étant alors de 20 mA.

On sait que R_a est shuntée par C_a, somme de diverses capacités parasites dont on connaît l'une des plus importantes C_s = capacité de sortie = 5,4 pF. A cette capacité on peut ajouter au moins environ 4,6 pF pour le câblage et les capacités des circuits connectés à la sortie, ce qui donne un total de 10 pF.

Dans la plupart des cas, cette valeur sera largement dépassée et pourra atteindre 12 pF et même 15 pF.

Il est obligatoire d'effectuer le câblage de manière à réduire le plus possible C_a si l'on veut conserver un gain élevé aux fréquences élevées de l'ordre de 10 MHz, cas de la vidéo-fréquence du standard 819 lignes français.

Reste encore C_g associée à R_g dont l'influence s'exerce sur la transmission des signaux aux fréquences basses, comme C et R à l'entrée.

Valeurs numériques.

Il convient, maintenant, de déterminer les valeurs des éléments de la figure 4 et les résultats que l'on pourra obtenir avec ces valeurs.

Commençons par les éléments qui ont une influence sur le gain aux fréquences basses, les circuits CR, $C_g R_g$ et $C_k R_k$. Si $R_g = 1\ M\Omega$ la valeur de C dépend de l'atténuation que l'on admet à la fréquence la plus basse des signaux à transmettre.

Avec une atténuation de 3 dB, c'est-à-dire une diminution de gain de 30 %, et en prenant $f = 10$ Hz comme fréquence la plus basse, la valeur de C est donnée par la relation :

$$C = \frac{1}{2\pi f R}\ F$$

avec C en farads, f en hertz et R en ohms, ou encore :

$$C = \frac{1.000.000}{2\pi f R}\ \mu F$$

avec f en hertz, R en ohms et C en μF.

A l'aide de la seconde formule on a :

$$C = \frac{1.000.000}{6{,}28 \times 10 \times 1.000.000}\ \mu F$$

ce qui donne $C = \frac{1}{62{,}8}\ \mu F = 0{,}0159\ \mu F$

ou C = 15.900 pF.

En pratique, on peut monter une capacité beaucoup plus élevée, par exemple 50.000 pF ou même 0,1 μF, et les fréquences les plus basses correspondantes seront alors 3 et 1,5 Hz environ. Une bonne valeur est 50.000 pF.

Remarquer que dans de nombreux montages il n'y a pas de capacité de liaison C ni de résistance de fuite R, la sortie diode étant reliée à la grille de la lampe vidéo-fréquence par un élément ne coupant pas le courant continu, c'est-à-dire une connexion ou une bobine de correction. Avec la suppression de C, aucune atténuation n'est apportée à la transmission des signaux aux fréquences basses, dans ce circuit du moins. La figure 5 montre la liaison directe détectrice-lampe vidéo-fréquence.

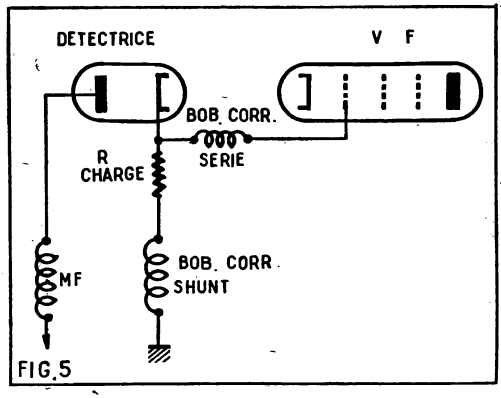


FIG.5

Considérons maintenant le circuit cathodique. La valeur de R_k étant imposée, celle de C_k doit être choisie de telle façon que sa réactance à la fréquence la plus basse soit faible par rapport à R_k par exemple 100 fois plus réduite. La fréquence étant $f = 10$ Hz et la réactance $X_c = R_k/100 = 1{,}3\ \Omega$ la valeur de C en farads est donnée par la formule :

$$C = \frac{1}{2\pi X_c f}\ F$$

avec X_c en ohms et f en hertz ou par la formule :

$$C = \frac{1.000.000}{2\pi X_c f}\ \mu F$$

avec les mêmes unités mais C en microfarads.

Si l'on pose $X_c = 1{,}3\ \Omega$ et $f = 10$ Hz on trouve :

$$C = \frac{1.000.000}{6{,}28 \times 1{,}3 \times 10} = 12.300\ \mu F$$

En pratique on monte un électrochimique de 1.000 μF ou même 500 μF ce qui donne entière satisfaction.

Le dernier circuit à examiner concernant les fréquences basses est $R_g C_g$. Si R_g = 1 MΩ, C_g aura la même valeur que C, donc 16.000 pF à 0,1 µF. Là aussi un condensateur de 50.000 pF donnera entière satisfaction. De plus, ce condensateur est également supprimé dans de nombreux montages de téléviseurs afin de transmettre la composante continue.

Gain aux fréquences élevées.

Si l'on passe aux fréquences élevées, il faut se baser sur la valeur la plus élevée de la fréquence du signal pour lequel on admettra une atténuation de 3 dB ou 30 % (gain relatif H = 0,707).

Dans le cas du standard français on prend f = 10 MHz tandis que pour les autres standards la valeur de f est plus faible : 5,5 MHz pour les standards 625 lignes et pour le 819 belge, 4 MHz pour le standard anglais, 405 lignes.

Le gain maximum d'un étage comme celui de la figure 4 est égal à :

$$A = SR_a$$

avec S en *mho* (ampère sur volt) et R_a en ohms. Dans le cas de S = 25 mA/V et R_a = 1.800 Ω on trouve :

$$A = 0{,}025 \times 1.800 = 45 \text{ fois.}$$

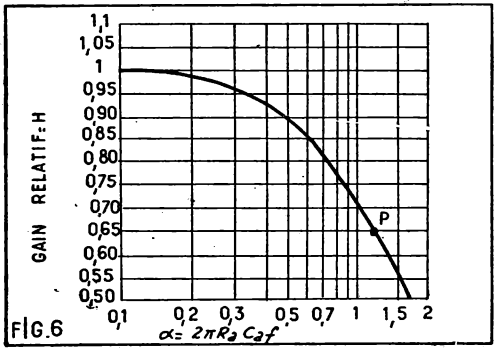


FIG.6

A la fréquence élevée f, le gain dépend de R_a et de C_a. La figure 6 donne une courbe qui représente la gain relatif :

$$H = \frac{\text{gain à la fréquence } f}{\text{gain maximum} = SR_a}$$

en fonction du produit :

$$a = 2\pi R_a C_a f$$

avec R_a en ohms, C_a en farads et f en hertz. Supposons que C_a = 10 pF, R_a = 1.800 Ω et f = 10 MHz on a alors $a = 2\pi R_a C_a f$ = 6,28 × 1.800 × 10^{-11} × 10^7 d'où a = 1,13 ce qui correspond à H = 0,65 (point P sur la courbe. Le gain relatif étant de 0,65, le gain absolu est donné par l'expression de H :

$$0{,}65 = \frac{\text{gain absolu}}{\text{gain maximum}}$$

et comme le gain maximum est de 45 fois, le gain à f = 10 MHz est 45 × 0,65 = 29,3 fois.

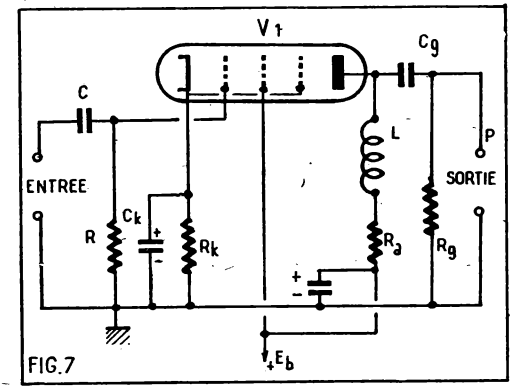


FIG.7

Si l'on ne parvient pas à réduire à 10 pF la capacité parasite C_a du circuit plaque, le gain à 10 MHz sera plus petit encore.

Si C_a = 15 pF ce qui correspond mieux à la réalité on trouve facilement que l'on a a = 1,7 et dans ces conditions H = 0,5 environ. Le gain à 10 MHz n'est plus que 45 × 0,5 = 22,5 fois.

Ces évaluations montrent que l'amplificateur à résistances peut être considéré comme satisfaisant dans un appareil moyen mais dans un appareil de grande classe, il faudra recourir à un montage correcteur améliorant le gain aux fréquences élevées.

Avant de passer à l'étude de ce montage correcteur, indiquons l'ensemble des valeurs des éléments de la figure 4 : C = C_g = 50.000 à 100.000 pF, R = R_g = 1 MΩ, R_k = 130 Ω C_k = 500 à 1.000 µF, C_a suivant câblage, aucun condensateur matériel n'étant connecté en cet emplacement, R_a = 1.800 Ω, C_d égal ou supérieur à 32 µF, V_1 = EL183.

Compensation shunt.

Dans ce montage on trouve une bobine L en série avec R_a ce qui donne le schéma de

la figure 7. Toutes les valeurs des éléments sont identiques à celles du montage de la figure 4, tandis que la valeur du coefficient de self-induction de la bobine dépend de R_s, C_s et de la forme de la courbe, que l'on désire obtenir grâce à la correction.

D'une manière générale on a :

$$L = mR_s^2C_s$$

m étant un facteur compris entre 0 et 0,6.

Lorsque $m = 0$ la courbe est celle de la figure 6 correspondant au montage sans bobine puisque $L = 0$ si $m = 0$.

Si $m = 0,5$ on obtient la courbe de la figure 8 qui représente un gain relatif plus avantageux que celui de la figure 6.

En effet, reprenons les deux valeurs adoptées dans nos deux précédents exemples.

Avec $C_s = 10$ pF on a trouvé $a = 1,13$. Sur la figure 8 on obtient le point O correspondant à H = 0,95.

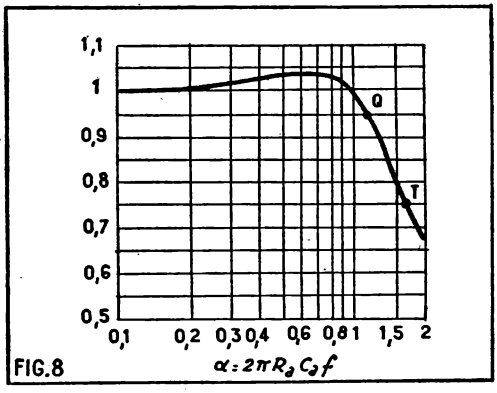


FIG.8

La perte de gain n'est plus que de 5 % et le gain à $f = 10$ MHz est : 45 × 0,95 = 42,75 fois environ ce qui est excellent.

Avec $C_s = 15$ pF on a $a = 1,7$, le point de la courbe est T tandis que H = 0,75 ce qui est encore très satisfaisant car le gain à 10 MHz sera 45 × 0,75 = 33,75 fois la réduction de gain étant de 25 % seulement.

Déterminons la valeur de L.

On a : $L = 0,5\ R_s^2C_s$.

avec L en henrys, R_s en ohms et C_s en farads.

Si $C_s = 10$ pF, $R_s = 1.800\ \Omega$ on trouve L = 16,2 μF et si $C_s = 15$ pF, R_s = 24,3 μH. On pourra arrondir ces valeurs à 16 μH et 24 ou 25 μH.

Bobinages.

Des bobines de l'ordre de 20 μH sont faciles à réaliser. On utilisera l'abaque de la figure 9 pour déterminer le diamètre du tube, le nombre des spires et la longueur du bobinage en solénoïde en fonction du coefficient de self-induction L.

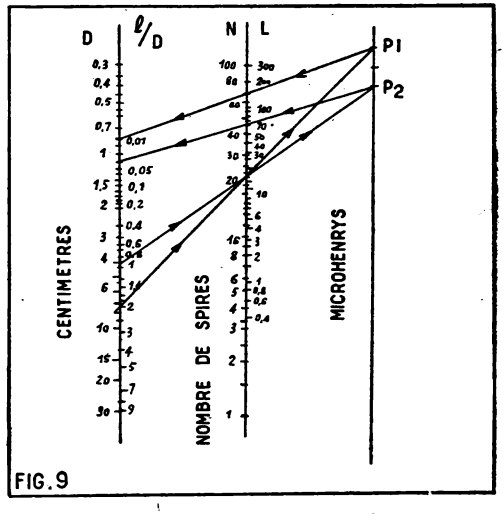


FIG.9

Soit à trouver les caractéristiques d'une bobine de 16 μH. Adoptons un tube de 8 mm de diamètre et admettons une longueur l du bobinage de 16 mm. On a l/D = 16/8 = 2 et D = 0,8 cm.

On part de l'échelle l/D, point 2 et on réunit ce point au point L = 16 μH de l'échelle L ce qui définit le point P_1 sur l'échelle de référence de droite. On réunit le point P_1 au point D = 0,8 cm de l'échelle D ce qui définit un point sur l'échelle N. On trouve N = 70. Il faut bobiner 70 spires sur une longueur de 16 mm. On utilisera du fil émaillé de 0,15 mm de diamètre que l'on enroulera régulièrement de façon à obtenir la longueur voulue de la bobine.

Pour avoir moins de spires à bobiner on pourra adopter un diamètre de bobine plus grand et un rapport l/D plus petit. Prenons D = 12 mm = 1,2 cm et l/D = 1. En procédant comme indiqué plus haut on déterminera le point P_2 et ensuite N = 45 spires.

Enfin, si L = 25 μF avec D = 1,2 cm et l/D = 1, on trouve N = 50 spires environ.

Pratiquement il est préférable, en partant des valeurs calculées de N, de mesurer la bobine terminée et ajuster exactement le nombre des spires. On pourra aussi monter la bobine sur un tube avec noyau de ferrite ce qui permettra de réduire le nombre de spires d'après les indications de l'appareil de mesure. Toute petite bobine d'accord ou oscillateur PO en nid d'abeille peut être utilisée comme bobine de compensation VF en lui enlevant un nombre convenable de spires.

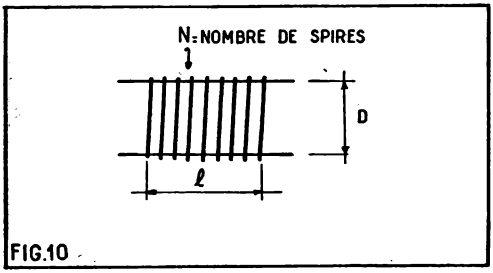


FIG.10

La figure 10 montre les dimensions de la bobine à air : D = diamètre extérieur du tube, l = longueur du bobinage effectué avec un pas constant.

Mise au point de l'amplificateur VF.

La mise au point doit suivre immédiatement la construction de l'amplificateur. Elle consiste à déterminer la courbe de réponse et le gain maximum.

D'après les mesures on pourra, éventuellement, procéder à des retouches en agissant sur la valeur de R_a et de L.

Pour effectuer les mesures de mise au point on réalisera le montage de la figure 11 qui comprend un générateur vidéo-fréquence, l'amplificateur et un indicateur de sortie donnant des lectures précises jusqu'à 10 MHz.

Les branchements s'effectueront de la manière suivante : la sortie du générateur, quelle que soit son impédance (généralement de 50 Ω), sera connectée entre la masse et le condensateur C (*fig. 4 et* 7), mais le côté « entrée » de C sera débranché de la liaison détectrice. Si C n'existe pas on débranchera R et la grille de V_1 de la sorte détectrice et on montera un condensateur C de 50.000 pF.

En ce qui concerne la sortie, le point P *ne sera pas* déconnecté du circuit de liaison vers le tube cathodique afin que la capacité apportée par ce circuit subsiste.

Il est indispensable que la capacité d'entrée de l'indicateur de sortie, de préférence un voltmètre à lampe, soit très faible, inférieure à 2 pF afin de ne pas fausser la mesure. En tout cas, il faut que cette capacité soit connue.

La tension appliquée par le générateur doit être maintenue constante quelle que soit la fréquence. On le réglera à 0,5 V, par exemple, et elle sera mesurée soit par l'indicateur du générateur soit par un autre voltmètre à lampe, donnant des lectures correctes jusqu'à 10 MHz.

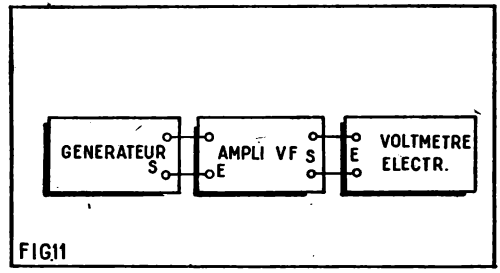


FIG11

On partira de 1.000 Hz afin de ne pas faire intervenir les atténuations dues aux circuits CR, C_g R_g et C_k R_k qui agissent sur le gain aux fréquences basses.

On mesurera la tension de sortie aux fréquences suivantes : 1.000, 10.000, 100.000 Hz, 1 MHz, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10 MHz de manière à pouvoir construire une courbe de réponse analogue à celle de la figure 8. De cette courbe on déduira la marche à suivre pour remanier la valeur de L.

G. B.

CHAPITRE IX

CIRCUIT VF A GRAND RENDEMENT

Montages corrigés.

Dans le précédent chapitre, nous avons montré que grâce à la lampe EL183, dont la pente atteint 25 mA/V, il est possible d'obtenir un gain important même avec un montage à résistances capacité.

En effet, l'amplification étant SR_a, S étant la pente et R_a la charge d'anode, on peut diminuer R_a d'autant de fois que S est augmentée, le gain restant le même, or, si R_a est plus faible, la bande passante est plus grande du côté des fréquences élevées.

Avec le montage « shunt », on bénéficie d'une amélioration de la courbe de réponse aux fréquences élevées, d'où augmentation du gain.

Il existe encore deux procédés d'augmenter le gain, l'emploi de la bobine de compensation série et celui des deux bobines à la fois série et shunt. Si l'on ne désire pas augmenter le gain, c'est la linéarité qui est améliorée.

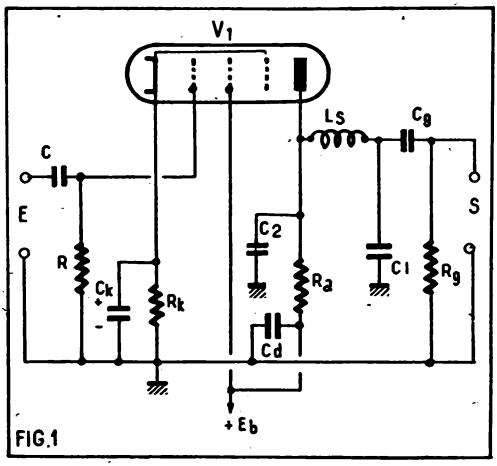


FIG.1

Lorsque ces bobines figurent dans le montage vidéo-fréquence, on peut, à bande égale, augmenter R_a et comme S est considérable, le gain sera lui-même très grand et l'amplificateur conviendra dans divers cas comme par exemple ceux-ci :

a) emploi d'un très grand tube cathodique ou d'un tube de projection nécessitant une tension de sortie VF plus grande que d'ordinaire.

b) tension vidéo-fréquence d'entrée, plus faible, que à l'économie réalisée sur les parties HF ou MF.

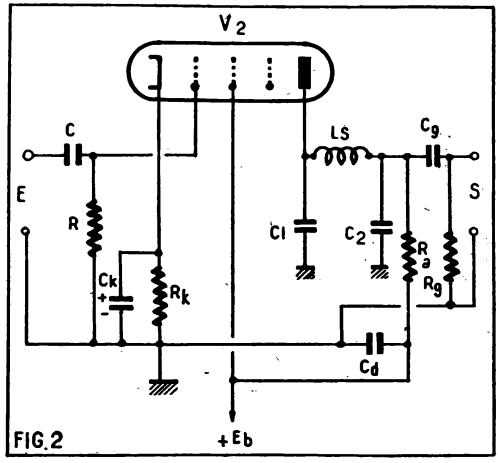


FIG.2

c) appareils autres que les téléviseurs nécessitant un amplificateur vidéo-fréquence à très grand gain ou à très large bande.

Montage série.

La bobine série est ajoutée aux éléments du montage classique à résistances-capacité et intercalée dans la liaison plaque à grille de la lampe suivante. Les figures 1 et 2 montrent les deux montages possibles.

Dans celui de la figure 1, la résistance R_a est du côté plaque, tandis que dans le schéma de la figure 2, R_a se trouve du côté de R_g.

On obtient les mêmes résultats lorsque les condensateurs C_1 et C_2 ont les mêmes valeurs dans les deux montages.

Comme C_1 est généralement différent de C_2, il se trouve que dans un montage, c'est la capacité la plus grande qui est du côté plaque tandis que dans l'autre, elle est du côté grille de la lampe suivante.

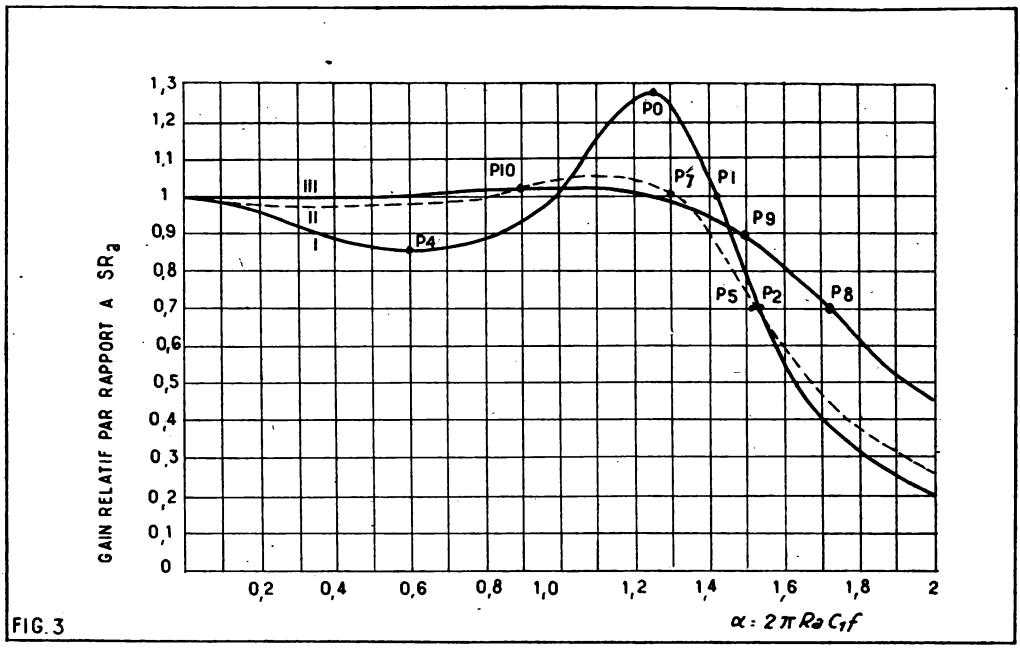


FIG. 3

Déterminons le rapport C_1/C_2 dans le cas de la lampe EL183. La capacité de sortie qui est la capacité entre plaque et masse, est de 5,4 pF, et celle d'entrée de 13 pF.

Dans le circuit des figures 1 et 2, seule la capacité de sortie intervient pour la lampe considérée.

En ajoutant 3,6 pF pour diverses capacités parasites, on arrive à une valeur de 8 pF.

Du côté droit de L_s, on peut compter sur une capacité d'égale valeur, ce qui donne $C_1/C_2 = 1$ et $C_1 = C_2 = 8$ pF.

On pourra, par conséquent, dans *ce cas particulier*, adopter indifféremment l'un ou l'autre de ces schémas.

Pour déterminer les valeurs des éléments, on se servira de la courbe I de la figure 3.

En ordonnées sont indiqués les gains relatifs, 1 correspond au gain SR_a aux fréquences basses et moyennes.

En ordonnées, on donne le produit $a = 2\pi R_a C_1 f$ dans laquelle R_a est la résistance de plaque, C_1 la capacité du côté opposé à R_a et f la fréquence limite supérieure de la bande passante vidéo-fréquence.

On procède de la manière suivante :

1° On choisit f et le point de la courbe qui convient le mieux ;

2° On détermine la valeur de a qui correspond au point choisi ;

3° Connaissant a, f et C_1, on calcule R_a par la relation :

$$R_a = \frac{a}{2\pi f C_1}$$

dans laquelle f est en hertz, C_1 en farads et R_a en ohms.

4° Ayant déterminé R_a on obtient la valeur de L_s par la relation :

$$L_s = R_a^2 C_1$$

avec L_s en henrys, R_a en ohms et C_1 en farads.

Exemple numérique.

On suppose que la lampe V_1 est une EL183 avec $C_1 = 8$ pF, et que la fréquence la plus élevée de la bande est $f = 10$ MHz.

Le choix du point sur la courbe I dépend de la qualité que l'on veut atteindre.

Ainsi le point P_0 donnera une surampli-fication de 28 %, mais le gain étant proportionnel à R_a, donc à a, sera relativement faible. Le point P_1 est plus avantageux.

On obtient à 10 MHz le même gain qu'aux fréquences basses et moyennes, SR_a, et a est plus grand que précédemment, passant de 1,25 à 1,42.

Le point P_2 donne encore plus de gain puisque $a = 1{,}53$, mais le gain relatif est 0,7, ce qui signifie qu'à $f = 10$ MHz, le gain sera 30 % plus faible que SR_a.

Calculons R_a dans ces trois cas. Si $a = 1{,}25$, on trouve $R_a = 2.500\ \Omega$.

Si l'on prend $a = 1{,}42$, on obtient $R_a = 2.830\ \Omega$ et si $a = 1{,}53$, $R_a = 3.200\ \Omega$.

En examinant la courbe I de la figure 3, on constate que la linéarité est peu satisfaisante car il y a une suramplification de 28 % pour $a = 1{,}25$ environ, et une diminution de 15 % environ pour $a = 0{,}6$.

Ainsi, si l'on adopte le point $a = 1{,}25$, la courbe de réponse serait telle que : pour

$a = 1{,}25$	$f = 10$ MHz.
$a = 1$	$f = 8$ MHz.
$a = 0{,}8$	$f = 6{,}4$ MHz.
$a = 0{,}6$	$f = 3{,}6$ MHz.

et les gains relatifs respectifs seront 1,28, 1, 0,87, 0,85, indiquant une linéarité médiocre.

Il est facile de modifier la courbe I dans le sens d'une meilleure linéarité en shuntant

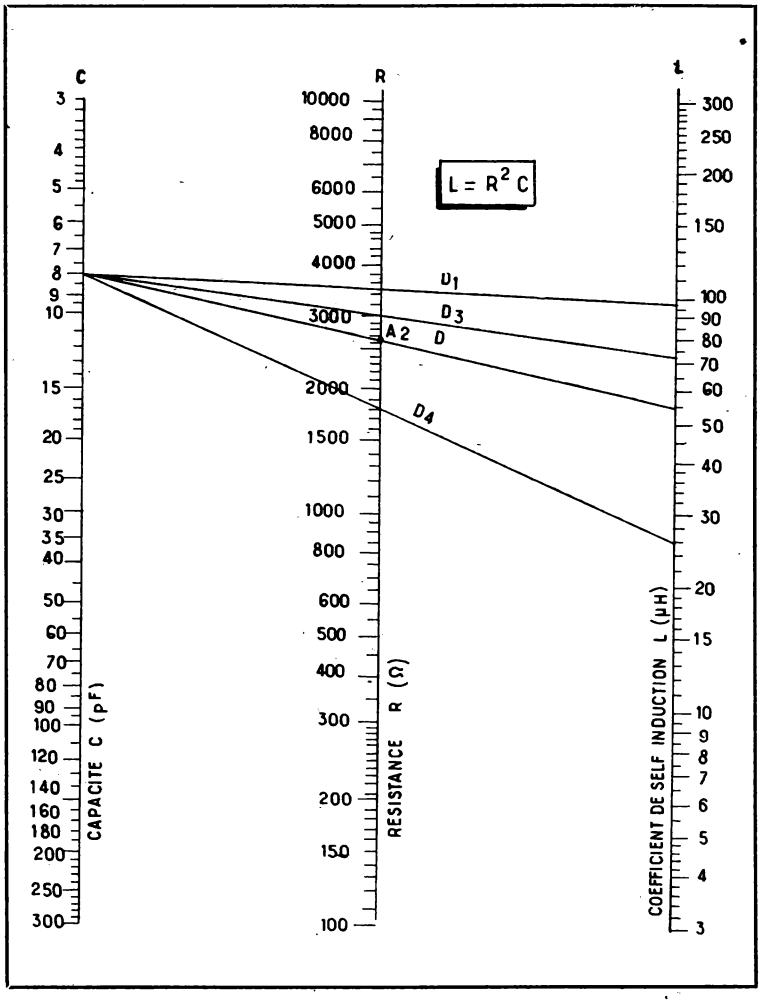


FIG. 4. — *Abaque permettant de déterminer une des grandeurs* L, R *et* C *en fonction des deux autres.*

la bobine L_s (*fig.* 1 *et* 2) par une résistance dont la valeur est d'environ 3 fois celle de R_a.

Désignons cette résistance par R_s.

Il est évident toutefois que l'amortissement de L_s par R_s causera une diminution de gain. La courbe obtenue est la courbe II de la figure 3. Si l'on choisit le point P_7 par exemple, on a $a = 1{,}3$, ce qui donne $R_s = 2.600\ \Omega$ environ. Le gain absolu sera alors $SR_s = 0{,}025 \times 2.600 = 65$ fois et la linéarité sera correcte à 5 % près.

Déterminons maintenant L_s et R_s.

On a immédiatement $R_s = 3\ R_a = 7.800\ \Omega$.

Pour L_s, on pourra se servir de la formule $L_s = R_a^2\ C_1$ donnée plus haut, ou de l'abaque de la figure 4 qui s'utilise de la manière suivante :

On marque le point A_1 sur l'échelle C, correspondant à $C_1 = 8$ pF (valeur dans notre exemple). On marque le point A_2 sur l'échelle R correspondant à $R_a = 2.600\ \Omega$.

En réunissant A_1 et A_2 par la droite D, celle-ci rencontre l'échelle L_s au point A_3 qui indique que l'on a :

$$L_s = 54\ \mu H$$

Cet abaque servira dans d'autres déterminations de ce genre.

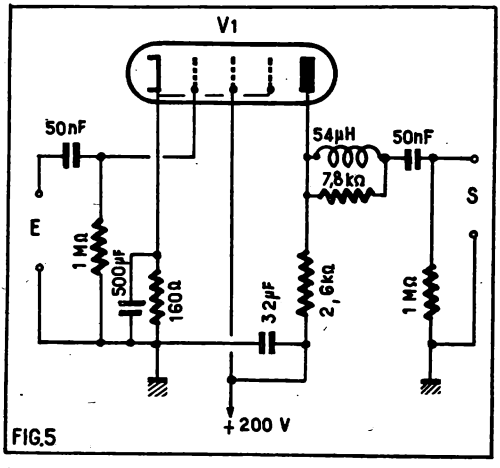


FIG.5

Supposons que l'on ait à déterminer L donné par une relation comme, par exemple $L = 1{,}77\ R^2\ C$. A l'aide de l'abaque, on déterminera d'abord le produit $R^2\ C$ et on multipliera celui-ci par 1,77.

La figure 5 donne le schéma pratique de l'amplificateur qui vient d'être déterminé avec toutes les valeurs des éléments.

Montage série-shunt.

Le schéma de ce circuit est analogue au précédent, mais on y a introduit la bobine shunt.

Deux variantes sont indiquées sur les figures 6 et 7 sur lesquelles nous n'avons laissé subsister que les éléments intervenant dans notre étude.

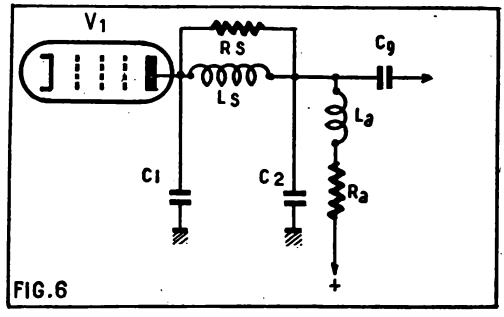


FIG.6

Les éléments se déterminent comme dans les montages précédents à l'aide de relations analogues.

On a toujours $C_1 = C_2$, et dans ce cas particulier, les deux schémas des figures 6 et 7 sont utilisables indifféremment.

Les relations sont : $R_s = 18{,}9\ R_a$, $L_s = R_a^2\ C_2$, $L_a = 0{,}5\ L_s$. On détermine R_a à l'aide de la courbe III de la figure 3.

Choisissons le point P_s par exemple. Il correspond à $a = 1{,}73$, ce qui donne, avec $C_2 = 8$ pF, $R_a = 3.450\ \Omega$ d'où un gain très élevé : $SR_a = 0{,}025 \times 3.450 = 86$ fois.

Pratiquement, l'amplification calculée ne peut être atteinte pour diverses raisons, dont les plus importantes sont :

a) On ne peut pas maintenir la pente maximum statique lorsque la charge R_a devient importante par rapport à la résistance interne R_i de la lampe.

Dans le cas de la EL183, $R_i = 20\ k\Omega$ et la formule $A = SR_a$ n'est plus qu'approximative, ou bien elle sera exacte, mais ne contiendra que la pente dynamique.

$$S_d = \frac{S}{1 + \frac{R_a}{R_i}}$$

Avec $S = 25$ mA/V, $R_a = 3.450\ \Omega$ et $R_i = 20.000\ \Omega$, on trouve $S_d = 25/$

1,17 = 21,4 mA/V. Le gain est alors S_d R_a = 21,3 × 3.450 Ω = 73 fois seulement.

b) Une seconde cause de diminution du gain est le fort courant anodique traversant la résistance R_a.

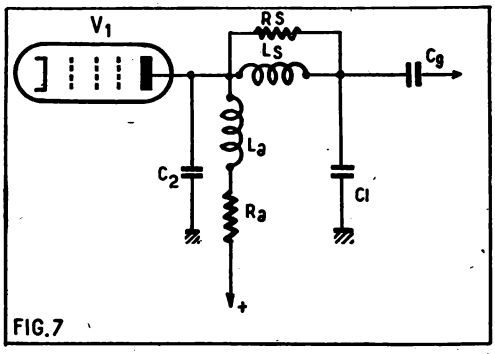


FIG.7

Pour une pente maximum de 25 mA/V, le courant anodique est de 40 mA et la chute de tension dans R_a est :

E_e = 3.450 × 0,04 = 138 V.

Il faudrait que la haute tension, ordinairement de 220 V, soit augmentée de 138 V environ pour compenser la chute de tension.

De plus, R_a dissiperait une puissance importante.

$P = R_a I^2$ = 3.450 × 0,0016 W.

ou P = 5,5 W.

d'où emploi d'une résistance bobinée peu recommandée en vidéo-fréquence.

On préférera réduire le courant anodique en augmentant la résistance de polarisation par la cathode.

Avec R_k = 130 Ω, I_a se réduit à 21 mA, mais le gain descend à 50 fois environ, ce qui est encore très satisfaisant.

Déterminons les autres éléments.

On a trouvé R_a = 3.450 Ω, d'un R_s = 18,9 × 3.450 = 68.000 Ω. D'autre part $L_s = R_a^2 C_2$ et l'abaque de la figure 4 donne immédiatement (droite D_1) L_s = 100 µH environ. Comme $L_a = L_s/2$, il vient L_a 50 µH environ.

Choisissons maintenant un point donnant une courbe plus avantageuse au point de vue de la linéarité.

Sur la figure 3, courbe III, choisissons le point P_9 correspondant à a = 1,5 d'où R_a = 3.000 Ω.

Pour cette valeur de R_a, on trouve R_s = 18,9 × 3.000 = 56.700 Ω, L_s = 72 µH et L_a = 36 µH.

Schéma de mise au point.

Pour la mise au point expérimentale d'un amplificateur vidéo-fréquence, on réalisera le schéma de la figure 8.

Il s'agit pratiquement du montage réel dans lequel on a effectué les modifications suivantes :

1° La résistance de cathode de R_k a été remplacée par une résistance variable P_k.

2° L'écran n'est plus relié directement au point positif de la haute tension d'alimentation + E_b, mais par l'intermédiaire d'une résistance variable P_{g2}, ce qui a obligé de prévoir également un condensateur de découplage C_{g2}.

3° On a connecté trois instruments de

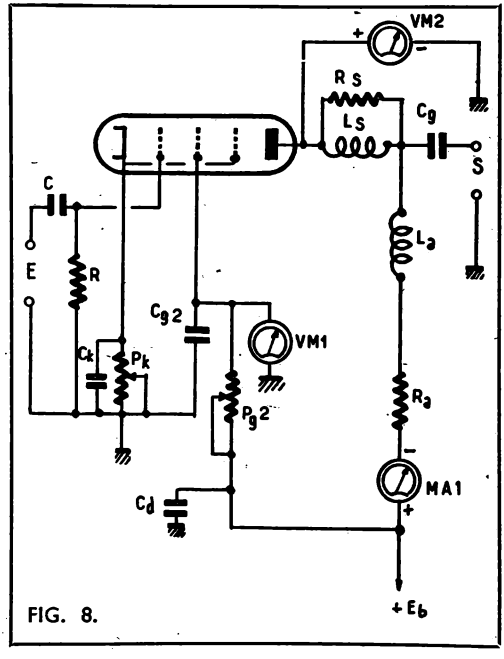


FIG. 8.

mesure, VM1, voltmètre mesurant la tension d'écran, VM2 = voltmètre mesurant la tension à la plaque, MA1 = milliampèremètre mesurant le courant plaque traversant R_a.

Si E_b = 220 V, les sensibilités des instruments de mesure seront telles que les voltmètres puissent indiquer de 0 à 220 V au moins avec des résistances dépassant 500 kΩ et le milliampèremètre un courant continu de zéro à 50 mA au plus.

La mise au point consiste à trouver les valeurs les plus avantageuses de la résistance en service de P_k et P_{g_2} pour que les tensions de l'écran et de l'anode soient correctes et que le courant plaque ne soit pas trop exagéré.

Les valeurs maxima des potentiomètres seront $P_k = 250\ \Omega$ 50 mA bobiné, $P_{g_2} = 50\ k\Omega$ 10 mA bobiné.

On procédera dans l'ordre suivant :

a) régler R_k sur une position du curseur correspondant à 130 Ω,

b) régler P_{g_2} de manière que la tension à l'anode indiquée par VM1 soit voisine de 150 V, mais en aucun cas inférieure à cette valeur, et que la tension à l'écran soit comprise entre 150 et 220 V.

Le courant plaque, indiqué par MA1 devra être inférieur à une valeur raisonnable fixée d'avance, par exemple à 25 mA.

Si tel n'est pas le cas, recommencer les opérations *(a)* et *(b)* en augmentant la résistance en service de R_k. Au bout de plusieurs essais, on arrivera à obtenir des résultats désirés.

Un montage sans mise au point.

Si l'on ne peut pas effectuer ces essais faute d'instruments de mesure, on pourra réaliser le montage indiqué par la figure 9.

On adaptera les valeurs suivantes : $C_k = 500\ \mu F$ électrochimique 5 V, $R_k = 130\ \Omega$, $R_a = 1.800\ \Omega$, $C_d = 32\ \mu F$ électrolytique 500 V service, V_1 = EL183.

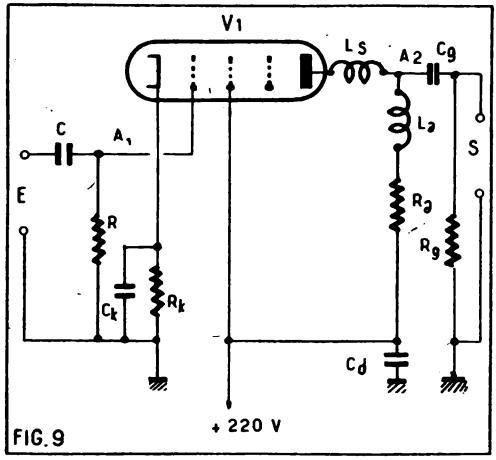


FIG. 9

Les capacités parasites $C_1 = C_2$ sont de 8 pF comme précédemment. Elles ne figurent pas sur le schéma puisqu'elles ne sont représentées par aucun condensateur matériel.

Reportons-nous à la courbe III de la figure 3, qui correspond au montage série-shunt considéré.

Nous connaissons $R_a = 1.800\ \Omega$, $C_1 = C_2 = 8$ pF. Posons $f = 10$ MHz. Le produit $a = 2\pi R_a C_1 f$ est égal, avec ces valeurs numériques à :

$\beta = 0{,}9$.

valeur correspondant au point P_{10} de la courbe. On constate que la linéarité est pratiquement parfaite.

Elle est même excellente jusqu'au point P_9 correspondant à $\beta = 1{,}5$.

Si $R_a = 1.800\ \Omega$ et $C_1 = 8$ pF, la valeur de f est, pour ce point :

$$f = \frac{a}{2\pi R_a C_1}$$

ce qui donne $f = 16{,}6$ MHz.

On constate que cet étage amplificateur sera excellent non seulement dans un téléviseur, mais aussi dans un appareil de mesure, par exemple dans le dernier étage d'un amplificateur de déviation électrostatique d'oscilloscope cathodique. En utilisant l'abaque de la figure 4 (droite D_4) on obtient $L_s = 26\ \mu H$ et, par conséquent $L_a = L_s/2 = 13\ \mu H$.

Polarisation.

Jusqu'ici, il était convenu de considérer que la polarisation de grille de la lampe VF s'effectuait par le dispositif normal, constitué par l'ensemble $R_k\ C_k$ du circuit cathodique et le retour de grille 1, effectué à travers R, à la masse.

Dans ces conditions la polarisation négative de grille est de — 3,6 environ (avec $I_a = 20$ mA et $I_{g_2} = 7$ mA).

La présence de C coupe tout contact en continu avec la sortie de la détectrice du récepteur d'images du téléviseur.

Dans de nombreux téléviseurs, on transmet la composante continue, autrement dit, on supprime le condensateur C ainsi que R, d'ailleurs, et la tension continue redressée par la détectrice polarise la grille de la lampe V_1.

Ce dispositif oblige de modifier la valeur de la résistance de polarisation R_k, car la grille n'est plus au potentiel de la masse, c'est-à-dire à zéro volt.

Cette modification dépend essentiellement de la manière dont est montée la détectrice.

Deux cas sont à considérer. Dans le pre-

mier, le tube cathodique est attaqué par la grille 1 dite wehnelt et il n'y a qu'une seule lampe vidéo entre la détectrice et le tube.

Le signal VF appliqué au wehnelt est à polarisation positive pour la modulation de lumière et, de ce fait, le signal VF fourni par la détectrice est de signe opposé donc négatif pour la même modulation.

Un tel signal s'obtient lorsque la détectrice diode est montée avec la cathode du côté moyenne fréquence et l'anode du côté vidéo-fréquence.

Avec ce montage, on obtient une tension continue de polarisation négative qui, par conséquent, apporte un surcroît de polarisation à la grille de la lampe. Il convient donc de le compenser en diminuant la polarisation effectuée par R_k. Pratiquement, R_k sera réduite de moitié en prenant $R_k = 65\ \Omega$. Dans certains téléviseurs, R_k et C_k sont supprimés, la cathode étant reliée à la masse, directement, mais avec la lampe considérée, la tension grille 1 recommandée étant plus élevée que celle des lampes VF utilisées jusqu'à présent, il se peut que la polarisation fournie par la diode (lampe ou cristal) soit insuffisante, ce qui risquerait d'user la EL183 et de la faire fonctionner d'une manière défectueuse.

Voici comment réaliser expérimentalement la mise au point de la valeur de R_k.

Laisser subsister C et R (*fig.* 9), brancher l'entrée à la sortie détectrice. On aura monté préalablement un potentiomètre de 200 Ω à la place de R_k. Procéder comme suit:

a) régler R_k à 130 Ω ;

b) observer le contraste au moment où l'émetteur transmet une mire ;

c) Court-circuiter C et régler R_k de manière que l'on obtienne à peu près le même contraste.

Sans dérégler le potentiomètre R_k, déterminer la valeur de la résistance en circuit et remplacer le potentiomètre par une résistance fixe ayant cette valeur.

Passons maintenant au second cas, le plus répandu actuellement, où le tube cathodique reçoit le signal VF à la cathode.

La détectrice diode est alors montée avec la cathode du côté vidéo-fréquence afin de fournir une tension de modulation positive pour la lumière.

La composante continue est positive, elle aussi, et si aucun condensateur C n'est interposé, la grille de la lampe VF devient positive, ce qui diminue la valeur absolue de la polarisation.

Il faut alors, augmenter la valeur de R_k pour compenser la polarisation positive de grille.

En général, il suffira d'augmenter R_k de 50 % en la faisant passer de 130 Ω à 200 Ω environ.

Pour une meilleure détermination de la valeur de cette résistance, on pourra procéder expérimentalement de la même manière que pour le cas précédent en remplaçant la résistance de 130 Ω par une résistance variable constituée par un potentiomètre de 200 Ω en série avec la résistance de 130 Ω

Liaison détecteur-VF.

Le montage d'une lampe comme la EL183 modifie considérablement le circuit qui relie la sortie détectrice à l'entrée de la lampe.

En général, ce circuit comprend les deux bobines de compensation L_a et L_s et leur valeur dépend des capacités C_1 et C_2 et de la résistance R_a *(voir fig.* 10).

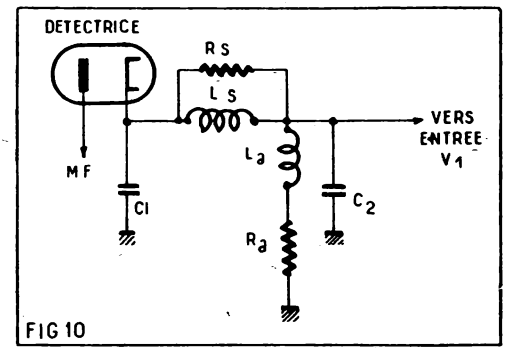


FIG 10

Pour déterminer les valeurs de R_a, L_a et L_s, on peut se servir de courbes analogues à celles de la figure 3, mais ici le rapport C_1/C_2 est très différent de l'unité lorsque la lampe VF est une EL183.

En effet, à la sortie détectrice, la capacité C_1 est de 3 pF environ tandis que du côté entrée lampe, C_2 = 16 à 18 pF, car la capacité grille cathode de la EL183 est à elle seule de 13 pF. Adoptons C_2 = 16 pF et C_1 = 5 pF. On pourra utiliser les relations suivantes :

$a = 2\pi R_a C_a f = 2{,}2.$

$R_a = 6\ R_a.$

$L_s = R_a^2\ C_2.$

$L_a = 0{,}5\ L_s.$

Avec f = 10 MHz, C_2 = 16 pF, on obtient :

R_a = 2.200 Ω environ.
L_s = 77 μH.
L_a = 38,5 μH.
R_s = 13.200 Ω.

On aura donc, en général, à remplacer dans le circuit de liaison détection-vidéofréquence, des éléments R_a, R_s, L_a et L_s. Aucun condensateur matériel ne doit être monté. S'il y en a un entre la cathode de la détectrice et la masse (emplacement de C_1), l'enlever, à moins que des oscillations se produisent. Dans ce cas uniquement, on montera une capacité aussi faible que possible, par exemple 1 ou 2 pF.

CHAPITRE X

EMPLOI DES TUBES A 110° ET 114°.

Avantages et inconvénients.

Le technicien TV désirant améliorer sans cesse les performances de son récepteur, s'est posé certainement, au moment de l'apparition des tubes cathodiques 110°, la question suivante : peut-on remplacer l'ancien tube à 70° ou 90° pour un nouveau à 110° ?

La réponse à cette question est évidemment affirmative, mais un technicien raisonnable, avant d'entreprendre un travail important de modification de son appareil doit, avant tout, être assuré que ce travail vaut la peine d'être exécuté.

Avant d'indiquer la méthode permettant d'effectuer la transformation du téléviseur, nous allons exposer exactement quels sont les dispositifs à remplacer et quels seront les avantages retirés.

Le remplacement d'un tube à déviation magnétique dont l'angle de déviation est de 70° ou 90° dans la direction de la diagonale de l'écran par un tube dont l'angle correspondant est de 110° n'apporte qu'un *seul avantage :* l'ébénisterie du téléviseur sera moins profonde, ce qui donnera à l'appareil un aspect plus moderne, se rapprochant de l'idéal qui tend vers un téléviseur extra-plat.

Comme on le verra plus loin, le gain d'espace est très important, mais c'est tout ce qui peut être porté à l'actif de cette transformation.

Modifications à effectuer.

Pour la réaliser, il est nécessaire de reconstruire entièrement les parties suivantes :

1° Les circuits de commande du tube.

2° Le dispositif de synchronisation et de séparation.

3° Les deux bases de temps y compris la très haute tension.

4° Eventuellement, l'alimentation de l'appareil.

Reste encore la partie mécanique.

Il est évident que si l'on entreprend une modification importante et également onéreuse, c'est pour mettre en évidence le seul avantage mentionné plus haut, la profondeur de l'ébénisterie. Celle-ci devra donc être remplacée et il en sera de même du châssis du téléviseur.

Pratiquement la solution du problème peut être exprimée de la manière suivante : il s'agit de construire un nouveau téléviseur avec tube 110° en utilisant tout ce qui peut être récupéré sur un ancien à tube 70° ou 90°.

Les parties réutilisables telles quelles sont :

1° Le bloc rotacteur HF, OSC - MOD.

2° Le bloc MF image.

3° Le bloc MF son.

4° Les détectrices image et son.

5° L'amplificateur vidéo-fréquence.

6° L'amplificateur basse fréquence.

7° La plus grande partie de l'alimentation.

8° Du matériel divers provenant des parties non utilisées telles quelles : potentiomètres, résistances, condensateurs, supports de lampes, vis, écrous, etc.

Il est à peu près certain que l'on ne pourra pas récupérer les bobinages de bases de temps : oscillateurs blocking et transformateurs de sortie.

En aucun cas le bloc de déviation ne pourra resservir car il en faut un spécialement étudié pour le tube 110°.

De ce qui précède, on déduit que la transformation de l'appareil ne se justifiera que dans certains cas qui peuvent d'ailleurs être assez nombreux. Parmi ceux-ci, nous considérerons celui où le tube ancien est très usé ou détérioré.

Si toutefois l'appareil à transformer est d'un modèle ancien et donnant des images médiocres, la transformation n'est pas conseillée car, tôt ou tard, on sera obligé également de remplacer les parties récupérables, et cela reviendrait à tout remplacer sans que l'appareil obtenu soit réellement un appareil neuf.

Passons maintenant aux problèmes techniques qui se posent à ceux qui estiment intéressante la transformation de leur appareil.

Nous donnerons d'abord quelques indications sur les nouveaux tubes 110° actuellement disponibles en France et nous décrirons ensuite les circuits indispensables à leur fonctionnement.

Tubes 110°.

On fabrique en France des tubes 110° de 54 cm de diagonale tandis que les modèles importés existent en diverses dimensions, notamment 43 cm, 54 cm et plus.

On remarquera toutefois que dans le cas des tubes de dimensions réduites, la réduction de la profondeur s'impose moins que dans le cas des tubes de grandes dimensions, à partir de 54 cm de diagonale.

Parmi les tubes fabriqués en France mentionnons à titre d'exemple les tubes AW5388 et AW5389 dont les caractéristiques sont peu différentes, sauf en ce qui concerne le col qui est plus court pour le tube AW5389.

Nous allons donc supposer que c'est ce dernier que l'on adoptera pour remplacer un ancien tube à 70° ou 90°.

Voici les caractéristiques que l'on doit connaître pour utiliser avec un bon rendement ce tube fabriqué par La Radiotechnique.

Filaments :

Chauffage indirect, 6,3 V, 0,3 A.
Alimentation en série ou en parallèle.

Capacités :

$C_{g_1} = 7$ pF ; $C_k = 5$ pF ; $C_{a\,g_4} = 1.200$ à 2.500 pF.

Concentration électrostatique excluant par conséquent toute bobine. Déviation magnétique.

Angles d'ouverture :

Diagonale : 110°
Horizontale : 105°.
Verticale : 87°.

Ecran métallisé, verre filtrant sphérique, couleur de la lumière blanche, transmission de la lumière 75 %, poids 9,8 kg.

Conditions nominales d'emploi.

Tension de l'anode finale..	16	16 kV
Tension de la grille 2.....	500	600V
Tension grille 1 pour l'extinction du spot dévié et concentré.....	—35 à—75	—43 à —91V
Tension grille 3, concentration optimum pour $I_{a\,g_4} = 100\ \mu A$.....	300 à 450	210 à 355V

Emploi du tube 110°.

Examinons les diverses caractéristiques données plus haut et déterminons leur influence sur le montage du tube dans un téléviseur.

a) *Chauffage :* Celui-ci étant de 6,3 V 0,3 A, il n'y aura rien à modifier dans les téléviseurs dont l'alimentation filaments est du type parallèle. Dans ce cas, la tension est toujours de 6,3 V et si le courant filament était légèrement différent, la différence ne dépasserait pas 0,2 A d'où aucune influence sensible sur le débit de l'alimentation chauffage.

b) *Capacités :* Les valeurs indiquées, 7 pF et 5 pF, pour les électrodes d'entrée, diffèrent peu de celles des tubes à moindre angle de déviation. Uen différence de ± 1 pF influe très peu sur la courbe de réponse du dernier étage vidéo-fréquence dont la capacité totale de sortie est de l ordre de 10 pF.

c) *Concentration :* En ce qui concerne la concentration, deux cas peuvent se présenter. Celle du tube à remplacer est magnétique et il faut alors supprimer le dispositif à bobine.

En général, la bobine de concentration fait partie du système d'alimentation haute tension à titre de bobine de filtrage ou de résistance réductrice de tension.

Une bonne solution consiste à séparer la bobine du bloc déviation-concentration, de l'éloigner de celui-ci, mais de la laisser en circuit de manière qu'elle remplisse toujours sa fonction auxiliaire. Au besoin on allongera ses fils de branchement. Comme le champ magnétique créé par cette bobine est important, on l'éloignera autant que nécessaire de tout endroit où il pourrait apporter des perturbations.

d) *Concentration statique :* Le cas d'une concentration magnétique est actuellement rare dans un téléviseur moderne. Dans la plupart des appareils à tubes de 90° et même de 70°, la concentration est électrostatique.

Remarquer que pour le tube AW5389, il est particulièrement recommandé de prévoir un réglage de concentration, car la valeur de la tension de l'électrode de concentration est critique tandis que dans de nombreux tubes antérieurs cette valeur peut varier de 100 V ou même 200 V sans qu'il y ait une modification de la qualité de la concentration.

Le réglage comportera un potentiomètre, généralement la grille de concentration est la grille 3.

La concentration est optimum lorsque $I_{a\,g4} = 100\ \mu A$.

On peut également ajuster la tension donnant la meilleure concentration en supprimant le réglage accessible à l'utilisateur, mais dans ce cas, il sera nécessaire de prévoir un dispositif de régulation automatique de la tension de concentration.

Centrage : Le tube est fourni avec son dispositif de centrage. Celui-ci est un aimant qui se monte aussi près que possible des bobines de déviation. Le centrage électrique est également applicable à ce tube de 110°.

D autres indications sur l'emploi du tube seront données au cours de l'analyse des montages des bases de temps.

Caractéristiques mécaniques.

Par caractéristiques mécaniques, on entend les dimensions, le poids, la disposition des contacts de branchement, la manière de placer ce tube dans le téléviseur, etc.

La figure 1 donne une vue du culot, disposé avec broches vers l'observateur, l écran étant du côté opposé.

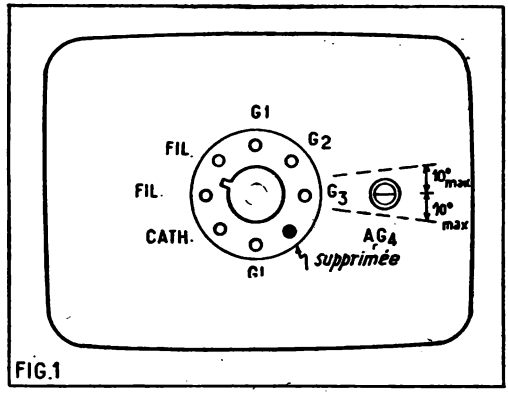


FIG.1

Le culot du tube AW5389 est à 8 broches dont 7 seulement subsistent. Un guide à ergot analogue à celui du support octal permet de disposer le support sans erreur possible.

La disposition du culot sur le col est telle que des contacts F (filaments), G_3 (grille de concentration) et le contact sur le ballon A_{g4} (anode finale et grille 4 reliées en + THT) sont dans un même plan avec une tolérance de 10° au maximum.

En regardant le tube du côté culot on repérera facilement les 7 broches. L'ergot du guide central permet également ce repérage.

La correspondance des indications de la figure 1 avec l'emplacement dans l'ordre des différentes électrodes est indiquée par le schéma du tube de la figure 2.

On a :

F-F = filament.
K = cathode.
G_1 = grille 1, dite aussi wehnelt.
G_2 = grille écran.
G_3 = grille de concentration.
G_4 = grille 4 reliée intérieurement à l'anode finale A, dont en + THT.

Remarquer également la couche exté-

rieure de graphite désignée par M sur la figure 2, à relier à la masse. Cette couche et la couche intérieure reliée à l'anode finale A et à la grille 4, représentent les armatures d'un condensateur C_{g4} = 1.200 à 2.500 pF dont le diélectrique est le verre du ballon.

Comme on le sait, ce condensateur est l'élément de filtrage de la THT.

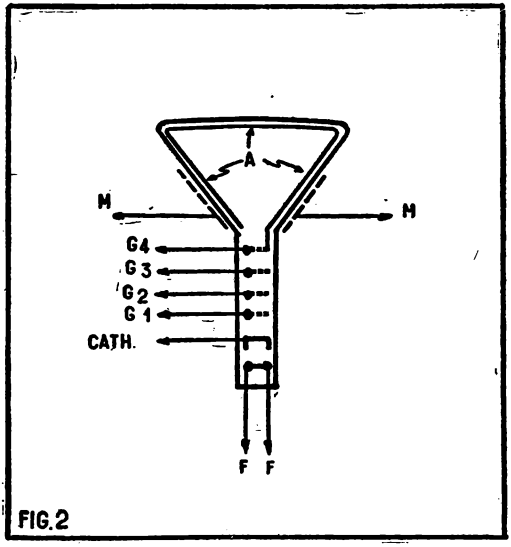


FIG.2

Au cas où l'ancien tube ne comporterait pas de couche extérieure (cas très rare), on trouvera un vrai condensateur de filtrage qui sera supprimé.

Voici quelques dimensions qu'il est indispensable de connaître :

Ecran :

Largeur 514,3 ± 32 mm.

Hauteur 416 ± 3,2 mm.

Longueur totale 328 ± 8 mm.

L'ébénisterie devra permettre l'introduction de ce tube et par conséquent ses dimensions *intérieures* seront égales ou supérieures à :

Largeur : 514,3 + 3,2 = 517,5 mm.

Hauteur : 416 + 3,2 = 418,2 mm.

Profondeur : 328 + 8 = 336 mm.

Indiquons aussi que le col du tube étant de faible diamètre et fragile, il convient de maintenir le tube d'une manière souple, ce qui s'oppose à toute fixation rigide du support. Même les connexions au support seront en fil souple afin que celui-ci puisse se déplacer librement. Aucun effeort ne devra s'exercer sur le col du tube par l'intermédiaire du support.

On notera également que le col a un diamètre de 28,5 mm (avec + 0,9 et — 0,7 mm) et que sa longueur totale depuis le guide du culot jusqu'à la ligne de référence est 328 ± 8 mm (longueur totale), moins 235 — 4,8, longueur du ballon, ce qui laisse au col une longueur maximum de 336 — 231,2 = 104,8 mm, et une longueur minimum de 320 — 235 = 85 mm.

Sur l'écran, l'épaisseur du verre fait perdre une partie de la surface totale lumineuse.

Il reste pratiquement une largeur minimum de 484 mm et une hauteur minimum de 382,5 mm, la diagonale minimum étant de 514,5.

Rappelons enfin que le tube 110° type AW5389 fonctionne sans piège à ions, ce qui élimine un réglage délicat. Bien entendu, la métallisation de l'écran supprime toute tache ionique.

Déviation.

En raison des angles de déviation plus grands que ceux des tubes 70° et 90° et du diamètre plus réduit du col, il est absolument exclu de récupérer l'ancien bloc de déviation.

On se procurera, par conséquent, un nouveau bloc, choisi parmi ceux proposés par nos meilleurs spécialistes du bobinage de télévision.

A titre d'exemple nous indiquerons le mode d'emploi des bobinages vidéon fabriqués en France spécialement pour les tubes 110°. Il est obligatoire d'associer au bloc les bobinages de déviation de la même marque.

Base de temps lignes.

La figure 3 donne le schéma d'un ocillateur de relaxation multivibrateur utilisant une lampe triode pentode, type ECL80 dont le brochage du culot noval est donné par la figure 4.

Le schéma de ce multivibrateur est analogue à celui d'un multivibrateur à couplage cathodique à deux triodes, la seule différence réside dans le remplacement de la seconde triode par une pentode montée normalement. Dans certains multivibrateurs, la pentode est montée en triode en reliant l'écran à la plaque et la grille 3 à la cathode.

Les deux couplages du multivibrateur sont effectués par la résistance commune de cathode de 1.200 Ω et par la liaison à

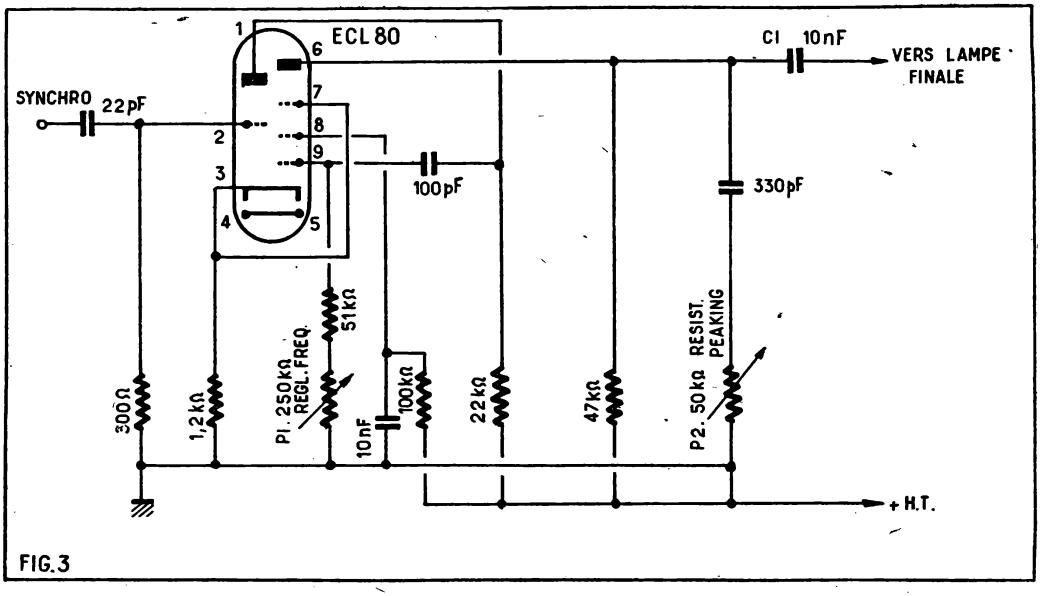


FIG.3

résistances capacité 22 kΩ — 100 pF — 51 kΩ et potentiomètre de 250 jΩ.

Ce dernier permet de régler la fréquence d'oscillation du multivibrateur.

D'autre part, on remarquera la charge de plaque de la pentode, de 47 kΩ et du système dit « peaking » composé de 330 pF et le potentiomètre de 50 pΩ monté en résistance. Le « peaking » permet d'ajouter au signal fourni à la lampe finale, une forte impulsion négative, qui rend la grille de cette lampe, au moment du retour, suffisamment négative, pour que tout courant anodique soit supprimé.

Le réglage de la résistance du potentiomètre de peaking s'effectue pendant la réception de l'image de la manière suivante :

a) Si P_2 est trop faible, il y a rétrécissement en barre blanche au milieu de l'image, cette barre étant évidemment verticale étant donné qu'il s'agit ici de la déviation horizontale.

b) Si P_2 est trop élevé, il y a tassement au bord droit de l'image.

En somme, on réglera P_2 de manière que ces deux anomalies disparaissent.

Etage final.

Voici maintenant à la figure 5 le schéma complet de l'étage final qui fait suite au multivibrateur décrit plus haut.

Le raccordement s'effectue par le condensateur C_1 qui figure sur les deux schémas.

Dans ce montage, on notera les éléments suivants : une résistance régulatrice VDR type E298, un potentiomètre de 1.500 Ω, bobiné, agissant sur la linéarité en faisant varier la tension appliquée à l'écran de la EL136 et ayant également un effet de contre-réaction en raison de la faible valeur du condensateur associé (150 pF) qui ne

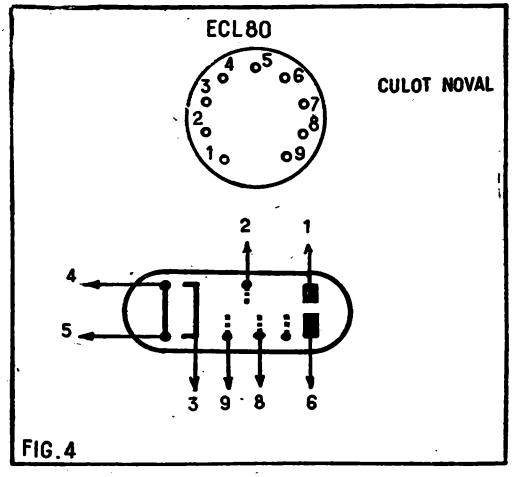


FIG.4

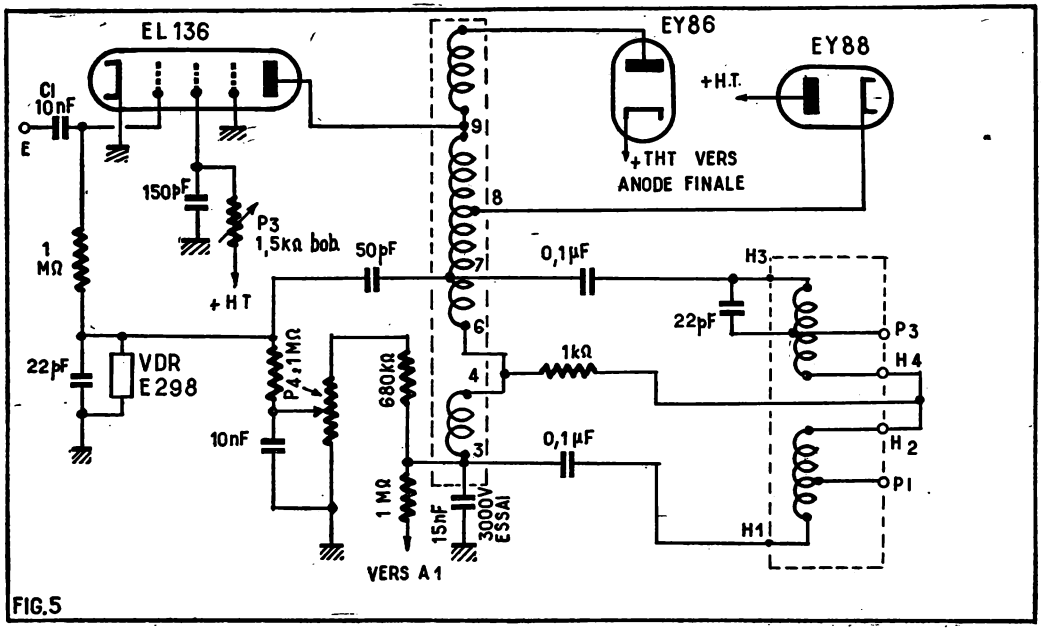


FIG.5

découple qu'à des fréquences très élevées.

Le réglage de largeur de l'image est effectué par le potentiomètre P_4 de 1 MΩ.

Remarquer que ce réglage est nécessaire étant donné qu'aucun dispositif d'amplitude ne figure dans le montage de l'oscillateur multivibrateur indiqué précédemment.

L'amplitude horizontale sera réglée en plusieurs fois dès l'obtention d'une image non déformée à l'aide des potentiomètres P_2 et P_3. Le circuit de très haute tension comprend la totalité du bobinage autotransformateur de sortie, associé au tube redresseur EY86. La cathode de ce tube sera reliée directement à l'anode finale du tube cathodique.

La plaque de la EL136 est reliée à la prise 9 tandis que la prise 8 est connectée à la cathode du tube EY88 destiné à fournir la tension de récupération qui apparaît au point 3 et est appliquée à la plaque de la lampe finale à travers l'enroulement 3-4-6-8-9 de l'autotransformateur. La bobine de déviation est montée entre les points 7 et 3 et le point commun des deux demi-bobines, au point 4 par l'intermédiaire de 1.000 Ω.

Nous donnerons par la suite des indications sur le bloc de déviation qui est de la marque *Videon* ainsi que tous les autres bobinages mentionnés dans cette étude.

Revenons à la figure 3. Comme l'oscillateur de relaxation est un multivibrateur, les impulsions de synchronisation appliquées au point « synchro » doivent être négatives, ayant la forme que montre la figure 6.

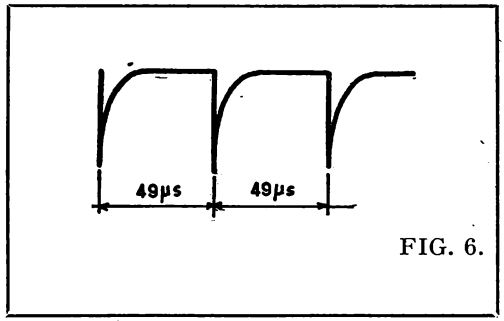


FIG. 6.

Voici également quelques indications pratiques sur le montage des tubes EL136, EY86 et EY88.

Le culot de la EL136 est du type octal 8 broches et les branchements s'effectuent suivant le schéma de la figure 7. On voit que la cathode est réunie à la grille 3 et toutes deux sont reliées aux broches 6 et

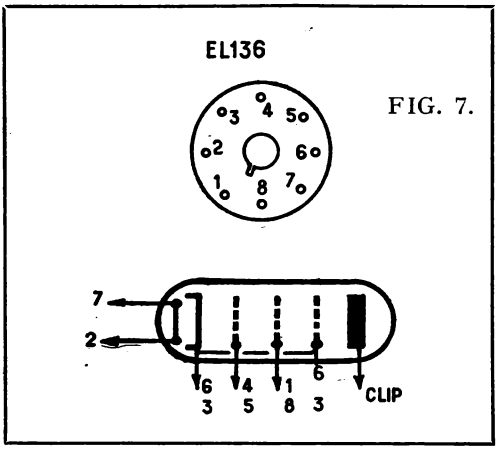


FIG. 7.

3. La grille 1 est connectée aux broches 4 et 5 et la grille 2 aux broches 1 et 8. Les deux extrémités du filament sont aux broches 2 et 7 tandis que la plaque est accessible au clip placé au sommet de l'ampoule.

L'ergot se place entre les broches 1 et 8 du culot octal. Le redresseur EY86 est un tube à culot noval. 9 broches disposées comme l'indique la figure 4 en haut. Leur branchement est le suivant :

Broche 1 : filament, cathode, écran intérieur.
Broche 2 : autre extrémité du filament.
Broche 3 : non connectée.
Broche 4 : à la broche 1.
Broche 5 : à la broche 2.
Broche 6 : à la broche 1.
Broche 7 : non connectée.
Broche 8 : à la broche 2.
Broche 9 : à la broche 1.

L'anode est connectée au sommet de l'ampoule. La EY88 possède également un culot noval. Le filament est relié aux broches 4 et 5, la cathode à la broche 5 également, et la plaque à la broche 9.

Base de temps verticale.

Pour la déviation verticale, on pourra adopter un oscillateur de relaxation blocking suivi d'un étage final à pentode.

Les deux étages utilisent une seule lampe double, la ECL85 spécialement construite pour cette fonction. On réalisera le montage de la figure 8.

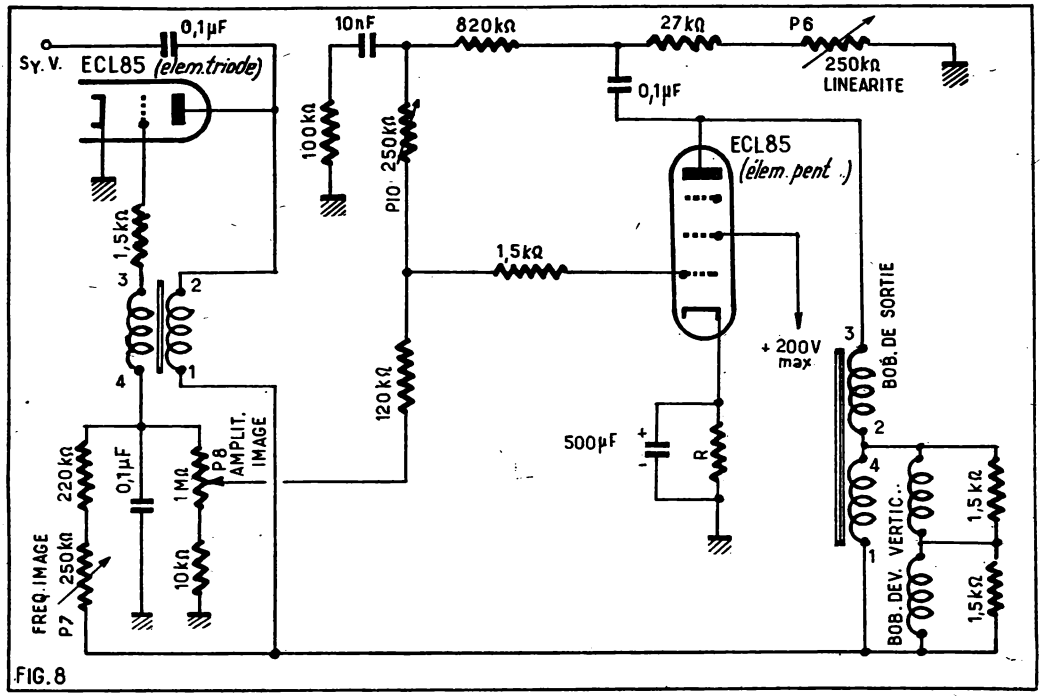


FIG. 8

L'oscillateur blocking type YB1 se branche suivant le repérage des cosses indiqué par la figure 9 : le point 1 au + HT, le 2 à la plaque de l'élément triode de la ECL85, le 3 à la grille par l'intermédiaire de 1.500 Ω et le point 4 à la masse par l'intermédiaire de la capacité de 0,1 μF et les résistances et potentiomètres associés.

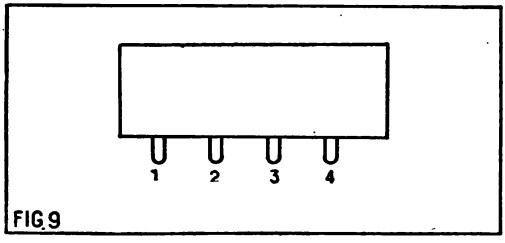


FIG.9

Le réglage de fréquence est obtenu avec P_7, potentiomètre de 250 kΩ monté en résistance et celui d'amplitude (hauteur de l'image) avec P_7 de 1 MΩ.

Pour obtenir une bonne linéarité on a prévu un circuit de contre-réaction correcteur, monté entre la plaque de la pentode et la masse.

Dans ce circuit figurent deux potentiomètres, l'un P_9 de 250 kΩ et l'autre P_{10} de même valeur que l'on réglera en vue de la meilleure linéarité dans la direction verticale de l'image.

On polarise l'élément pentode à l'aide de R, résistance ajustable bobinée de 500 Ω que l'on réglera de manière que le courant cathodique soit de 35 mA lorsque la tension écran est de 200 V maximum et celle de la plaque, à travers le bobinage de sortie de 220 V minimum, par exemple 230 V.

Dans le circuit plaque de l'élément pentode, on a monté la bobine de sortie type Y60P dont le repérage des cosses est donné par la figure 10 : 3 à la plaque, 2 et 4 réunis au point V_1 de la bobine de déviation verticale, point I au + HT.

Bloc de déviation.

Le bloc de déviation est le type D 60, étudié pour 110°. Il comprend deux demi-bobines pour la déviation horizontale dont les points de branchement sont H_1, H_2, H_3 et H_4 et deux demi-bobines pour la déviation verticale avec cosses de branchement V_1, V_2, V_3 et V_4.

Les points V et H sont indiqués sur les schémas des figures 5 et 8. Remarquer que les bobines lignes sont reliées en série avec H_4 connecté à H_2. La prise P_1 n'est pas utilisée tandis que la prise P_3 est reliée à H_3 par l'intermédiaire d'un condensateur de 220 pF.

Les bobines image (*fig.* 8) sont également montées en série avec V_2 relié à V_4. Chaque demi-bobine est shuntée par 1.500 Ω.

Indiquons encore le branchement de la lampe ECL85 : culot noval :

Broche 1 : plaque triode.
Broche 2 : grille triode.
Broche 3 : cathode triode.
Broche 4 : filament.
Broche 5 : filament.
Broche 6 : plaque pentode.
Broche 7 : écran (grille 2) pentode.
Broche 8 : cathode pentode, grille 3.
Broche 9 : grille, pentode.

Tubes 114°.

Ces nouveaux tubes ne diffèrent des tubes 110° que pas la forme de l'écran dont les « coins » sont moins arrondis que ceux des tubes 110°.

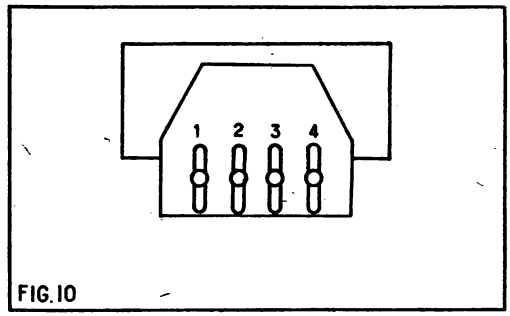


FIG.10

Il en résulte que l'angle diagonal est augmenté de 4° environ sans que, pour cela, la surface totale de l'image soit notablement agrandie.

Le montage électrique des tubes 114° est en tout point identique à celui des tubes 110°. Tous les circuits, bobinages et plus de déviation sont les mêmes pour ces deux catégories de tubes.

CHAPITRE XI

QUELQUES CIRCUITS SPÉCIAUX

Amélioration de la synchronisation.

Nous avons passé en revue, dans nos précédents chapitres les divers circuits d'un, téléviseur en indiquant pour chacun ce qui pourrait être modifié ou remplacé pour améliorer l'appareil.

Il existe également des circuits auxiliaires pouvant également contribuer à rendre plus efficace ou plus agréable le fonctionnement des téléviseurs.

Parmi ceux-ci mentionnons le synchronisme par contrôle de phase qui permet de supprimer dans une grande mesure les effets des parasites sur la synchronisation des téléviseurs recevant à grande distance.

Un autre dispositif intéressant est celui de stabilisation des dimensions de l'image lorsque l'alimentation du téléviseur ou le vieillissement des lampes ont une influence sur l'amplitude des deux balayages, vertical et horizontal.

Synchronisme par contrôle de phrase.

Le dispositif que nous allons décrire, étudié par Vidéon, s'applique tout particulièrement aux appareils dont le standard est à modulation positive, cas des 819 lignes français et belge, du 625 lignes belge et du 405 lignes anglais.

Grâce à la modulation positive la synchronisation est moins sensible à l'influence des parasites mais lors de la réception des signaux faibles et de parasites violents, la réception est grandement affectée et de ce fait, la synchronisation fonctionne mal ou pas du tout.

C'est surtout de la synchronisation de lignes qu'il s'agit ici. Il existe de nombreux dispositifs palliant les inconvénients des circuits classiques.

Au lieu d'appliquer le signal de synchronisation lignes convenablement « purifié » et ayant la forme voulue directement à l'oscillateur de relaxation du type blocking, multivibrateur ou tout autre, on utilise un circuit connu sous le nom de comparateur de phase.

Celui-ci, comme son nom l'indique, permet de mettre en présence, de « comparer » les signaux synchro venant de l'émetteur et les signaux de relaxation du dispositif de balayage horizontal.

Il est évident que si ce dernier n'est pas synchronisé directement et dans de bonnes conditions, la fréquence et la phase des deux signaux seront différentes.

Si l'on considère une période seulement de chacun des signaux comparés, on peut constater que les périodes considérées ont une durée peu différente mais qu'il y a un décalage de temps entre elles. Ce décalage de temps correspond à une différence de phase.

Le système comparateur de phase agit de telle manière que les différences de phase se traduisent par une tension continue à la sortie du système de comparaison.

Cette tension dite de correction est appliquée à une électrode de l'oscillateur de relaxation, électrode agissant sur la fréquence en fonction de la tension de correction reçue.

En donnant à cette dernière le sens convenable de variation, la fréquence de l'oscillateur est modifiée dans le sens qui tend à corriger l'écart de phase existant entre les deux signaux comparés d'où rétablissement de la synchronisation.

Le montage adopté.

Un dispositif donnant d'excellents résultats, ayant fait l'objet de nombreux essais en laboratoire est celui représenté par le schéma de la figure 1 qui possède l'avantage de la simplicité.

Le montage comprend une simple triode, le premier élément de la 6U8 du schéma.

L'élément pentode de la même lampe est la séparatrice tandis que la lampe ECH81 triode-heptode est montée en multivibrateur.

Fonctionnement.

Voici comment fonctionne le montage complet, comparateur de phase-séparatrice-multivibrateur.

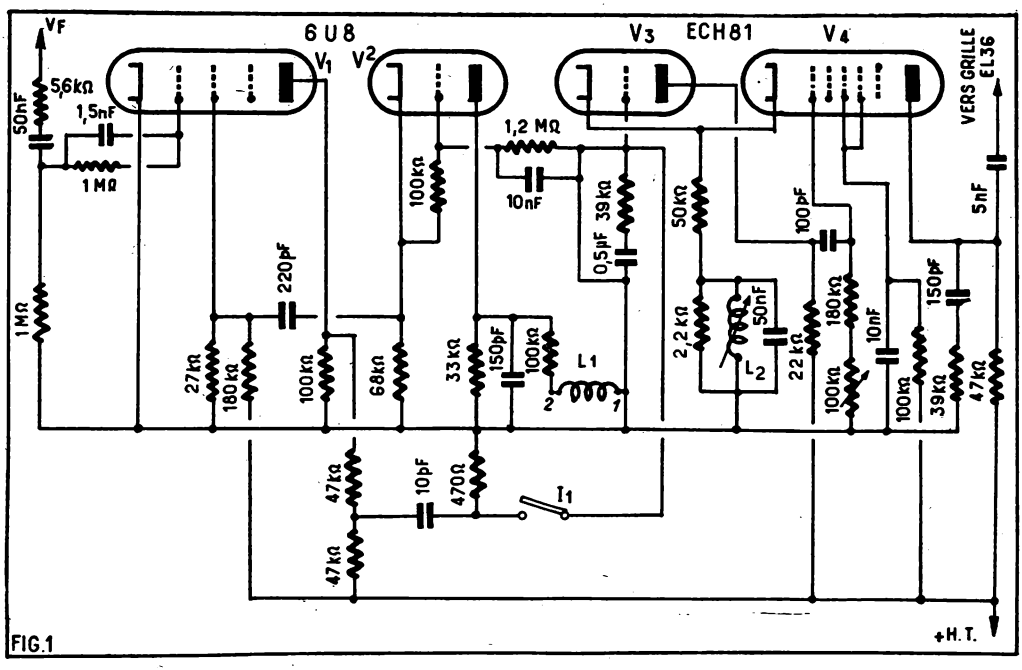


FIG.1

La plaque de V_2, triode de comparaison de phase, reçoit des impulsions positives provenant d'un enroulement spécial du transformateur de sortie lignes.

La cathode de V_1 reliée à la masse par une résistance de 68 kΩ, reçoit le signal vidéo-fréquence dans lequel on n'a laissé subsister que le signal de synchronisation lignes avec les impulsions dirigées vers le bas.

A cet effet, on a appliqué à l'entrée, un signal VF à impulsions positives qui est amplifié et inversé par le système triode composé de la cathode, la grille 1 et la grille 2 de la pentode V_1. En somme, dans ce système, la grille écran sert d'électrode de sortie comme la plaque. Le signal disponible sur la grille écran est transmis par le condensateur de 220 pF à la cathode de V_2, lampe de comparaison de phase dans laquelle la grille est reliée à la cathode par une résistance de 100 kΩ.

La lampe V_2 présente la particularité suivante, la plaque n'est pas alimentée en haute tension car les éléments de son circuit sont reliés à la masse et, de ce fait, elle ne peut pas fonctionner en l'absence de tout signal.

Cependant, la plaque peut devenir positive par rapport à la cathode si on lui applique des impulsions, ce qui est justement réalisé dans le présent montage grâce à la bobine L_1 du circuit.

Le courant plaque est donc créé uniquement pendant ces impulsions positives mais ce courant dépend aussi des tensions grille et cathode.

Celles-ci dépendent des éléments des circuits. Au repos, grâce à la résistance de 68 kΩ du circuit cathodique, la cathode peut devenir positive lorsqu'il y a courant plaque et, par conséquent, existence du courant cathode.

En fait, lorsque les deux sortes d'impulsions arrivent en même temps sur les électrodes respectives, la plaque est positive et la grille négative, ce qui donne lieu à un certain courant plaque.

S'il y a un décalage, aussi faible soit-il, entre les deux impulsions, le courant plaque sera modifié.

Comme le retour de la grille se fait à la cathode, lorsque la lampe fonctionne la grille devient négative à cause du courant grille traversant la résistance de 100 kΩ. Cette tension négative varie en fonction du courant plaque et sert de tension de correction.

Le multivibrateur.

Passons maintenant à la seconde lampe du système de la figure 1. La lampe ECH8 triode pentode (V_3 et V_4) est montée en multivibrateur à couplage cathodique, de schéma analogue à celui de Potter, bien connu.

La différence importante avec ce montage réside dans l'emploi comme seconde lampe d'une heptode, montée d'ailleurs en pentode, les grilles 2, 3 et 4 étant réunies et faisant fonction d'écran.

Celui-ci est relié au + HT par 100 kΩ et découplé par 10.000 pF, valeur suffisante pour les impulsions de lignes à 20.475 Hz.

Le premier couplage est réalisé par le branchement commun des deux cathodes, à la masse, par l'intermédiaire de 50 kΩ en série avec le système 2,2 kΩ, L_2 et 50.000 pF dont nous parlerons plus loin.

Le second couplage est effectué par le condensateur de 100 pF reliant la plaque de V_3 à la grille 1 de V_4.

L'électrode de sortie du multivibrateur est la plaque de V_4. Dans son circuit on trouve les éléments habituels, la charge de 47 kΩ et le circuit composé de 150 pF et 39 kΩ.

Le signal est alors appliqué à la grille de la lampe finale de la base de temps lignes, par exemple la EL36. Normalement, le multivibrateur peut fonctionner sans dispositif de comparaison de phase.

Il suffit pour cela de fermer l'interrupteur I. Dans ce cas, la grille de l'élément triode V_3 de la ECH81 est reliée à la masse par la résistance de 470 Ω et à la sortie de la lampe séparatrice, élément pentode V_1 de la 6U8, par le condensateur de 10 pF.

Elle reçoit, dans ces conditions, directement, l'impulsion négative de synchronisation obtenue à partir du signal VF appliqué à l'entrée comme il a été indiqué plus haut.

Fonctionnement avec comparateur de phrase.

Si l'on coupe le contact à l'aide de I_1, il n'y a plus de signal synchro normal sur la grille de V_3 mais celle-ci reçoit la tension de correction par l'intermédiaire de la résistance de 1,2 MΩ shuntée par le condensateur de 10.000 pF.

On a vu plus haut que la tension négative de la grille de V_2 varie avec le décalage de phase.

Il en est de même de celle de la grille de V_3 et de ce fait, la fréquence d'oscillation du multivibrateur est corrigée car elle dépend de la tension de la grille de V_3.

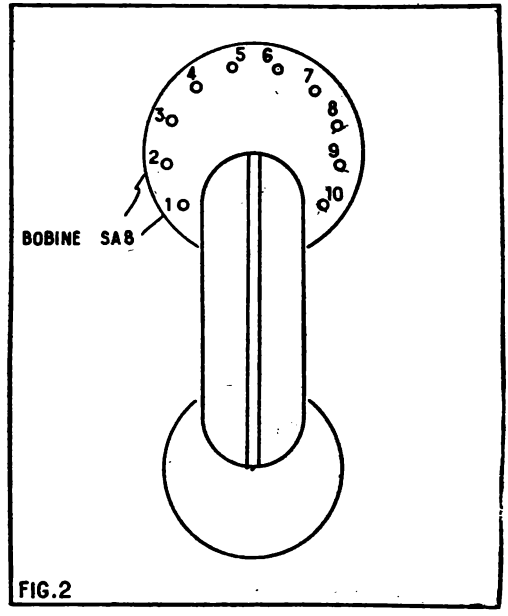


FIG.2

Pour que l'écart de fréquence et de phase reste faible on a introduit dans le montage du multivibrateur, le circuit L_2 — 2,2 kΩ — 50.000 pF, accordé sur la fréquence nominale d'oscillation c'est-à-dire, dans le cas du 819 lignes, 20.475 Hz.

La bobine L_2 type AJ1 convient à cette fréquence. Elle peut être ajustée grâce à son noyau variable.

Le circuit associé à L_1 composé de 100 kΩ, 150 pF et 33 kΩ donne à l'impulsion provenant de la sortie de la base de temps lignes, la forme et l'amplitude convenant au dispositif de comparaison de phase décrit.

Montage pratique.

Pour introduire ce dispositif dans un téléviseur il faut s'assurer que celui-ci utilise un transformateur de sortie lignes comportant l'enroulement L_1 destiné au comparateur de phase.

Dans le transformateur type AN, cet enroulement est bobiné entre les points 1 et 2, à brancher comme le montre le schéma de la figure 1.

La bobine à adopter est alors, le type SA8 dite self d'amplitude et comparateur.

La figure 2 montre le branchement du transformateur de sortie type AN.

Pour d'autres bobinages, il est conseillé de consulter leurs fabricants pour connaître les prises à utiliser et la manière de les brancher au circuit comparateur de phase.

Ceci posé, on supprimera du téléviseur, le multivibrateur lignes existant et le circuit synchro lignes, et on remplacera ces parties par le montage de la figure 1.

Pour que l'on obtienne des résultats, il faut que l'oscillateur de relaxation ligne existant soit également un multivibrateur à couplage cathodique.

On pourra éventuellement agir sur les valeurs des éléments du circuit de plaque de V_4 pour que la forme de la tension de sortie convienne parfaitement à la lampe finale du téléviseur.

Stabilisation des dimensions de l'image.

Un autre circuit intéressant est celui de stabilisation des dimensions de l'image.

Ces dimensions peuvent varier pour de nombreuses raisons. En premier lieu, parce que la tension anodique appliquée aux circuits des bases de temps à été modifiée.

Cette variation peut être due à l'usure du tube redresseur, à celle des lampes des bases de temps ou à la variation de la tension du secteur notamment.

On voit que les causes de modification des dimensions de l'image sont de deux sortes : variation relativement rapide due au secteur et variation lente et progressive due à l'usure des lampes.

Le secteur peut être également sujet à une variation très rapide de tension au moment du démarrage d'un moteur. L'image change de dimensions pendant la durée du démarrage et revient à ses dimensions normales si le secteur n'est pas surchargé.

Il est possible de stabiliser dans une certaine mesure le rendement des lampes dans le temps en compensant l'effet d'usure par la contre-réaction. Les circuits que nous allons décrire ont été étudiés par LA RADIOTECHNIQUE.

Circuit de stabilisation.

La forme de l'image et sa grandeur dépendent de l'amplitude du balayage vertical et de celle du balayage horizontal.

L'amplitude verticale peut varier également lorsque les bobines de déviation verticale s échauffent. Une compensation de l'effet produit doit être prévue.

La compensation doit également conserver la linéarité de l'image dans les deux directions, horizontale et verticale.

Voici les avantages des circuits décrits plus loin :

a) Elimination du réglage manuel d'amplitude d'où simplification de la mise en fonctionnement du téléviseur et élimination des oscillations parasites qui se produisent parfois lorsqu'on règle l'amplitude d'un balayage ;

b) Stabilisation de la tension de chauffage du tube redresseur de THT ;

c) Le tube final de balayage lignes fonctionne avec une tension écran plus élevée et courant écran plus faible d'où durée de vie plus grande pour ce tube ;

d) Lorsque le récepteur considéré est un multistandard, il n'est plus nécessaire de prévoir une commutation modifiant la tension d'alimentation lorsqu'on passe d'un standard à un autre ;

e) La linéarité verticale, réglée par le constructeur du téléviseur, est maintenue dans le temps.

Dispositifs de contre-réaction.

Dans le cas de la déviation image (verticale) la linéarité est généralement difficile à obtenir et il est nécessaire de prévoir des circuits correcteurs RLC ou une correction par contre-réaction. Avec les tubes 90° et 110°, il est nécessaire que le champ magnétique de déviation ne soit pas linéaire mais varie suivant une loi exprimée par une courbe en S.

Pratiquement on adopte un système de contre-réaction à partir du courant des bobines de déviation.

Des circuits à intégration double permettent d'introduire dans la tension d'attaque une composante en S.

Les circuits stabilisateurs d'image et de ligne établis par LA RADIOTECHNIQUE n'utilisent pas de lampe supplémentaire mais une simple résistance VDR, élément peu onéreux.

Circuit de stabilisation lignes.

Il s'agit de rendre stable l'amplitude horizontale de l'image. La figure 2 donne la caractéristique $I = f(V)$ d'une résistance

VDR. Si l'on applique au montage figure 2A une tension à impulsions positives d'amplitude suffisante la résistance VDR se comporte comme une diode et on recueille à ses bornes une tension continue (*fig.* 2 B) avec le positif du côté masse.

Pour obtenir une tension stabilisée, la résistance VDR est montée comme le montre le schéma de la figure 3 qui est celui de l'étage final d'une base de temps lignes.

Lorsque la tension de blocage de la lampe finale T_1 varie peu, l'amplitude de balayage est peu affectée et, de ce fait, l'oscillateur de relaxation n'intervient pas dans le procédé de stabilisation à résistance VDR.

Celle-ci est alimentée à partir de la tension augmentée (dite aussi récupérée ou « gonflée ») à travers une résistance de forte valeur fournissant un courant supplémentaire qui déplace le point de fonctionnement du système de stabilisation.

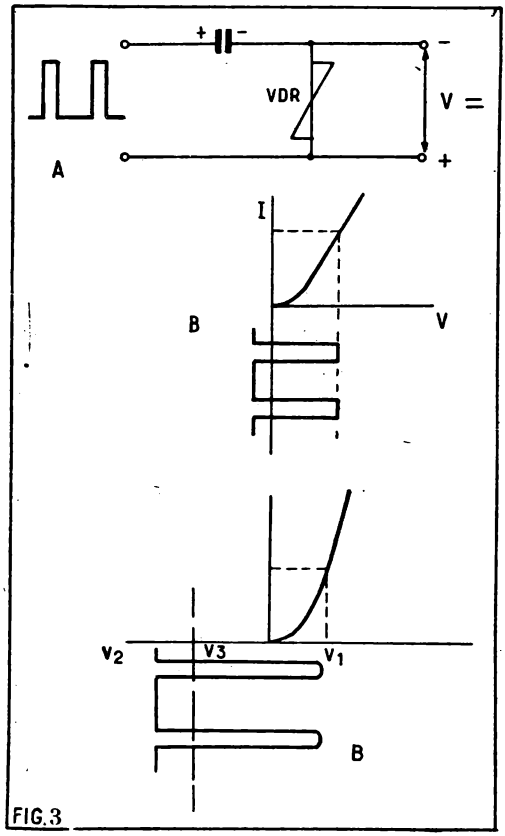


FIG. 3

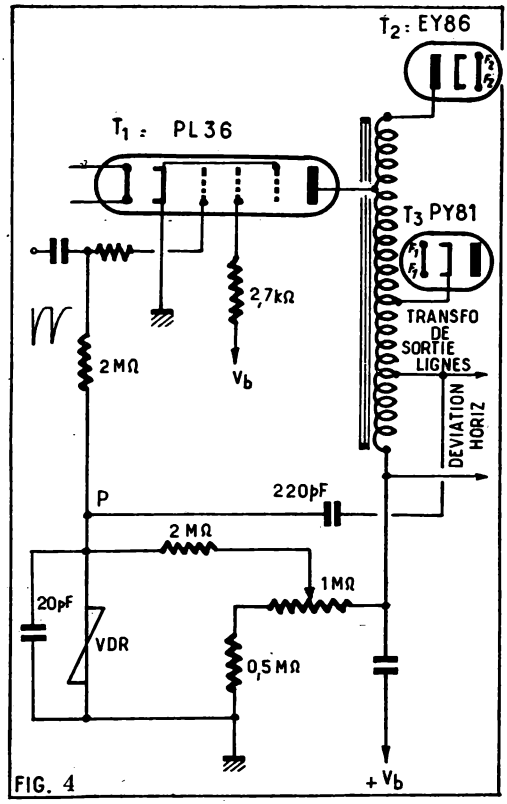


FIG. 4

Sur la figure 4, on explique le fonctionnement du système. Le point P est la base de la résistance de fuite de la lampe finale T_1 de la figure 3. Ce point P est soumis à un potentiel variable qui doit être rendu d'autant plus négatif que l'amplitude des tensions de crête des circuits du transformateur de sortie tend à augmenter entraînant également l'augmentation de l'amplitude du courant de déviation traversant les bobines de lignes du bloc de déviation.

Examinons le graphique de la figure 4, sur lequel on a représenté les tensions positives et négatives en centaines de volts. Cette échelle a dû être adoptée en raison des valeurs élevées des tensions de crête atteignant 1.200 V.

En l'absence des impulsions de sens positif, prises sur une fraction du transformateur-autotransformateur de lignes, le point P est à un potentiel que nous désignerons par V_1.

C'est la tension « augmentée » qui alimente le diviseur de tension. Si le balayage est arrêté la HT totale se réduit à celle d'alimentation, désignée par V_3.

Si V_1 disparaît, les impulsions appliquées à la VDR (type E298 GD/A269) sont redressées, une tension moyenne s'établit, se situant au niveau de V_2.

Si les impulsions et V_1 agissent simultanément sur la VDR le niveau moyen vient en V_3.

On voit que cette dernière tension dépend directement de l'amplitude des tensions de crête prélevées sur le transformateur de sortie.

Si l'amplitude de sortie tend à augmenter, la polarisation de la grille de la lampe finale T_1 est plus négative d'où réduction automatique du gain.

Ce fonctionnement rappelle celui de la commande automatique différée de gain (CAV différé).

L'amplitude des impulsions peut être dosée à l'aide d'un diviseur de tension capacitif. L'élément variable de ce diviseur est un condensateur de 20 pF monté en shunt sur la résistance VDR.

La tension négative moyenne peut être également réglée à l'aide d'un potentiomètre placé dans le diviseur de tension alimenté par la tension récupérée.

Nous avons décrit ce montage à titre documentaire. Pratiquement, il n'est pas indispensable sur un téléviseur en bon état, alimenté sur un secteur stable ou à travers un régulateur automatique.

Remarquer que ce dernier est de toute façon obligatoire sur un secteur instable pour protéger le téléviseur contre les surtensions qui pourraient l'user prématurément.

Circuit de déviation verticale.

On a constaté que dans le cas de la base de temps image, une modification du fonctionnement de l'oscillateur de relaxation a une très grande influence sur la hauteur de l'image notamment, contrairement à ce qui a lieu pour les lignes. Ceci s'explique par le fait du fonctionnement très différent des deux bases de temps.

Celle d'image est constituée par un générateur de tensions de forme convenable suivi d'un étage final fonctionnant d'une manière analogue à celui d'un amplificateur basse fréquence tandis que dans la base de temps de ligne, l'oscillateur sert surtout à déclencher la lampe finale qui se bloque et se débloque périodiquement.

L'amplitude de la tension de relaxation appliquée à l'entrée de la lampe finale image a donc une grande influence sur l'amplitude verticale de l'image c'est-à-dire sur sa hauteur.

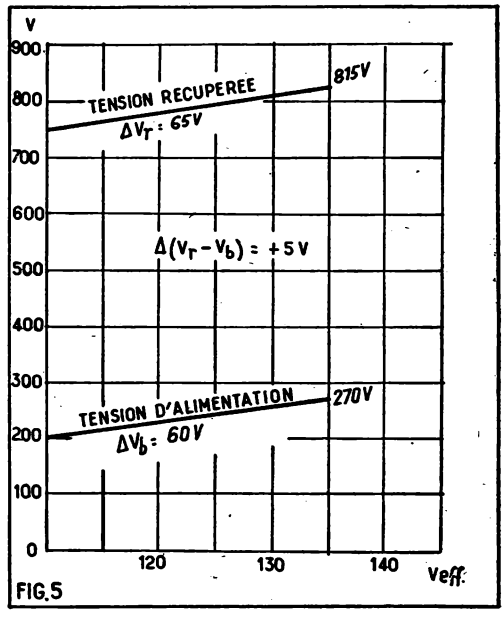


FIG.5

Dans le balayage image, il est important d'alimenter les circuits avec une tension stabilisée, non influencée par les sautes du secteur.

On peut tracer la courbe de la tension redressée V_b (haute tension d'alimentation) en fonction de la tension du secteur ce qui donne la courbe inférieure de la figure 5,

Sur la même figure on remarquera en haut, la courbe donnant la tension augmentée ou récupérée V_r en fonction de la tension alternative du secteur, également.

Les variations respectives de tension sont :

$$\Delta V_b = 60 \text{ V.}$$
$$\Delta V_r = 65 \text{ V.}$$

et il est clair qu'il y a peu de différence entre ces variations, on a en effet :

$$\Delta\Delta V = \Delta V_r - \Delta V_b = 5 \text{ V.}$$

L'idée du procédé d'alimentation du circuit de déviation image vient naturellement à l'esprit.

On alimentera ce circuit à l'aide de la tension.

$$V_i = V_r - V_b$$

qui ne varie que de 5 V lorsque la tension alternative efficace du secteur varie de 110 à 140 V, c'est-à-dire de 30 V.

La figure 6 montre comment on pourra alimenter un blocking image à l'aide de la tension différence V_i.

Remarquons que le négatif de V_i est V_b et le positif de V_i est V_r donc pratiquement, pour le circuit de la figure 6, les points reliés précédemment à la masse (— HT) seront connectés au point + V_b et ceux reliés précédemment au point + V_b, seront reliés au point + V_r.

Le point + V_r se trouve au point commun du potentiomètre de 1 MΩ, du condensateur et du transformateur de la figure 3. Le filament de la lampe devra être alimenté par son enroulement du transformateur d'alimentation, isolé des autres.

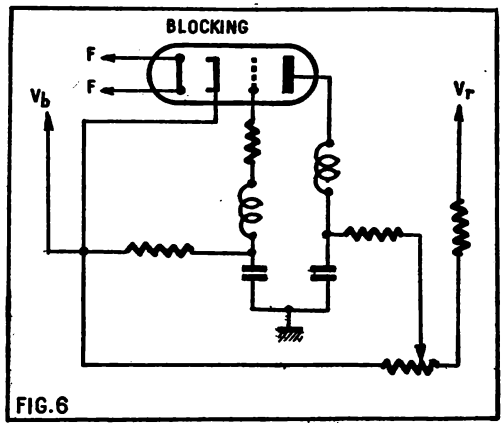


FIG.6

Comme le précédent, ce circuit n'est pas indispensable et peut être laissé de côté, si le secteur est stable ou l'alimentation régulée.

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE I

Caractéristiques des antennes TV.

1. — Généralités..... 3
2. — Constitution des antennes Yagi. 3
3. — Accord..... 4
4. — Largeur de bande..... 5
5. — Gain..... 5
6. — Comparaison de deux antennes. 7
7. — Directivité..... 7

CHAPITRE II

Amélioration des caractéristiques des antennes de télévision.

1. — Amélioration du gain..... 9
2. — Causes de réduction du gain. 9
3. — Correction de l'impédance..... 10
4. — Réglage du radiateur..... 11
5. — Variation des écartements..... 11
6. — La symétrie de l'antenne..... 11
7. — Eléments supplémentaires..... 12
8. — Antennes à trois éléments..... 13
9. — Préamplificateur d'antenne.... 14

CHAPITRE III

Préamplificateurs VHF.

1. — Utilisation des préamplificateurs..... 15
2. — Emploi d'un rotacteur..... 15
3. — Bobinages..... 16
4. — Transformateurs de sortie.... 17
5. — Premier montage pratique... 18
6. — Alimentation..... 19
7. — Bobines..... 20
8. — Montage avec ECC84..... 20

CHAPITRE IV

Mise au point des préamplificateurs.

1. — Montage cascode..... 21
2. — Utilisation des émissions TV.. 21
3. — Réglage général..... 22
4. — Réglage de la neutralisation.. 22
5. — Emploi des appareils de mesure. 23
6. — Réglage de la largeur de bande. 24
7. — Montage neutrode..... 24
8. — Mise au point..... 25
9. — Préamplificateur « grille à la masse »..... 25
10. — Préamplificateur modifié..... 26

CHAPITRE V

Amélioration de la BF du téléviseur.

1. — Enceinte acoustique..... 27
2. — Simplification..... 28
3. — Enceinte triangulaire..... 29
4. — Enceinte ultra-reflex..... 29
5. — Adaptation des enceintes aux haut-parleurs..... 30
6. — Enceinte ultra-économique.... 31
7. — Montage des tweeters seuls.... 31
8. — Montage électrique des HP... 31
9. — Haut-parleur extérieur..... 32
10. — Emploi d'un HP comme tweeter. 33

CHAPITRE VI

Amélioration de la MF du téléviseur.

1. — Méthodes d'amélioration de la MF..... 35
2. — Lampes EF183 et EF184..... 35
3. — Schémas d'application..... 37
4. — Résistance électronique d'entrée..... 38
5. — Détermination graphique..... 39
6. — Montages avec EF184..... 40

CHAPITRE VII

Nouveaux montages VHF.

1. — Nouvelles lampes VHF..... 43
2. — Comparaison avec la E (P) CC84..... 43

3. — Les capacités 45
4. — Exemple de montage modifié. 46
5. — Bobinages 47
6. — Montage spécial avec E (P) CC189 48
7. — Filaments 49
8. — Réglage de la neutralisation .. 49
9. — Alignement 50

CHAPITRE VIII

Amélioration de la vidéo-fréquence.

1. — L'amplificateur VF 50
2. — Lampes à grille cadre 50
3. — Augmentation des performances 51
4. — Lampes à forte pente 51
5. — Montage RC 52
6. — Gain aux fréquences élevées .. 54
7. — Compensation shunt 54
8. — Bobinages 55

CHAPITRE IX

Circuits VF à grand rendement.

1. — Montages corrigés 57
2. — Montage série 57
3. — Montage série-shunt 60
4. — Schéma de mise au point 61
5. — Un montage sans mise au point. 62
6. — Polarisation 62
7. — Liaison détecteur-VF 63

CHAPITRE X

Emploi des tubes 110° et 114°

1. — Avantages et inconvénients .. 64
2. — Modifications à effectuer 64
3. — Tubes 110° 65
4. — Emploi du tube 110° 65
5. — Caractéristiques mécaniques ... 66
6. — Déviation 67
7. — Base de temps lignes 67
8. — Etage final 68
9. — Base de temps verticale 70
10. — Bloc de déviation 71
11. — Tubes 114° 71

CHAPITRE XI

Quelques circuits spéciaux.

1. — Amélioration de la synchronisation 72
2. — Contrôle de phase 72
3. — Multivibrateur 74
4. — Fonctionnement avec comparateur de phase 74
5. — Stabilisation des dimensions de l'image 75
6. — Circuit de stabilisation lignes. 75
7. — Circuit de déviation verticale. 77

D. L. 2e trim. 1961. — 610.115. — Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Charaire, Sceaux. — 4-61.
S. P. E., 43, rue de Dunkerque, Paris.

Dans la même collection :

N° 1

LA PRATIQUE DES ANTENNES DE TÉLÉVISION

Fonctionnement — Construction — Installation

Le droit à l'antenne. — Le dipôle simple, propriété et fonctionnement. — Antennes à brins multiples. — Données pratiques de construction, etc.

par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

Une brochure de 80 pages..... 3,00 NF

N° 2

SACHEZ DÉPANNER VOTRE TÉLÉVISEUR

Initiation au dépannage. — Localisation de la panne. — Dépannage statique. — Appareils de mesures simples et leur emploi. — Utilisation des générateurs, etc.

Une brochure de 120 pages..... 4,50 NF

N° 3

INSTALLATION DES TÉLÉVISEURS

La standardisation. — Choix du téléviseur. — Mesure du champ. — Installation de l'antenne. — Les échos. — Les parasites. — Caractéristiques des antennes. — Atténuateurs, etc.

par Gilbert BLAISE

Une brochure de 48 pages..... 2,75 NF

N° 4

INITIATION AUX MESURES RADIO ET B. F.

Descriptions complètes d'appareils de mesures — Indications sur leur emploi pour la vérification et l'amélioration des radio-récepteurs et des amplificateurs BF HI-FI.

par Michel LÉONARD et Gilbert BLAISE

Une brochure de 120 pages..... 4,50 NF

N° 5

LES SECRETS DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE

par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

Une brochure de 112 pages..... 6,00 NF

Adressez commandes à « **RADIO-PLANS** », **43, rue de Dunkerque, PARIS-X^e^**, par versement à notre compte chèque postal : PARIS 259-10, en utilisant la partie « correspondance » de la formule du chèque. Ou demandez-les à votre marchand de journaux qui vous les procurera.

6 NF